

中国电气工程大典编辑委员会



标准分享网

免费标准下载站
www.bzfxw.com

CHINA ELECTRICAL

中国电气 工程大典

ENGINEERING CANON

第 1 卷

现代电气工程基础

主编 梁曦东 邱爱慈 孙才新
雷清泉 陆宠惠



中国电力出版社
www.cepp.com.cn



CHINA ELECTRICAL

中国电气 工程大典

ENGINEERING CANON

中国电气工程大典编辑委员会

第 ① 卷

现代电气工程基础

主编 梁曦东 邱爱慈 孙才新
雷清泉 陆宠惠



中国电力出版社
www.cepp.com.cn

内 容 提 要

《中国电气工程大典》是由中国电工技术学会、中国机械工程学会、中国电机工程学会、中国动力工程学会和中国水力发电工程学会共同组织全国电气工程各领域的著名专家、学者编纂而成的。它是一部全面系统反映电气工程各领域最新成就和技术水平的综合性工具书。《中国电气工程大典》包括现代电气工程基础、电力电子技术、电气工程材料及器件、火力发电工程、水力发电工程、核能发电工程、可再生能源发电工程、电力系统工程、电机工程、输变电工程、配电工程、船舶电气工程、交通电气工程、建筑电气工程、电气传动自动化等15卷。

本书为第1卷，现代电气工程基础卷。全书分为10篇，主要内容包括电磁场基础、电路与电网络分析基础、电磁兼容基础、现代电磁测量技术基础、电工材料基础、高电压技术基础、脉冲功率技术基础、电气安全技术基础、电工新技术和标准化与合格评定、电工计量。

本书主要供电气工程领域技术人员和管理人员使用，也可供高等院校相关专业师生参考。

图书在版编目 (CIP) 数据

中国电气工程大典. 第1卷. 现代电气工程基础 / 梁曦东等主编; 中国电气工程大典编辑委员会编. —北京: 中国电力出版社, 2009
ISBN 978-7-5083-7068-2

I. 中… II. ①梁…②中… III. 电气工程-中国 IV. TM

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2008) 第 077591 号

中国电力出版社出版、发行

(北京三里河路6号 100044 <http://www.cepp.com.cn>)

北京盛通印刷股份有限公司印刷

各地新华书店经售

*

2009年1月第1版 2009年1月北京第1次印刷

880mm×1230mm 1/16 • 65.75印张 • 2900千字 • 1插页

定价 230.00 元 (1CD)

敬告读者

本书封面贴有防伪标签，加热后中心图案消失

本书如有印装质量问题，我社发行部负责退换

版权专有 翻印必究

中国电气工程大典卷目

| 卷 目 | 篇 目 |
|------------------------|---|
| 第1卷 现代电气工程基础 | 1. 电磁场基础 2. 电路与电网络分析基础 3. 电磁兼容基础 4. 现代电磁测量技术基础 5. 电工材料基础 6. 高电压技术基础 7. 脉冲功率技术基础 8. 电气安全技术基础 9. 电工新技术 10. 电工标准化与合格评定、电工计量 |
| 第2卷 电力电子技术 | 1. 概论 2. 电力电子器件 3. 电力电子器件应用基础 4. 基本电力电子电路 5. 电力电子控制技术 6. 电力电子软开关技术 7. 电力电子多电平技术 8. 电源技术 9. 电力电子系统中的磁技术 10. 电力电子技术 在电力传动中的应用 11. 电力系统中的电力电子装置 12. 电力电子电路系统建模及计算机仿真 13. 电力电子电路系统电磁兼容设计 14. 电力电子系统集成 |
| 第3卷 电气工程材料及器件 | 1. 绝缘材料 2. 磁性材料 3. 导体材料及其制品 4. 电气功能材料 5. 电线电缆 6. 电池 |
| 第4卷 火力发电工程 (上、下) | 1. 概论 2. 火力发电厂设计 3. 锅炉 4. 汽轮机 5. 汽轮发电机 6. 自动控制系统 7. 电站系统与辅机设备 8. 超临界、超超临界机组 9. 大型循环流化床锅炉 10. 大型空冷式汽轮机组 11. 热电联产机组 12. 燃气轮机及联合循环机组 13. 燃煤的燃气—蒸汽联合循环机组 14. 内燃机电站 15. 电站环保技术 16. 火力发电厂运行 |
| 第5卷 水力发电工程 | 1. 水力发电工程通论 2. 水轮机 3. 水轮发电机 4. 电气主接线和电气设备 5. 水电站自动控制综合系统与装置 6. 水电站运行 7. 抽水蓄能电站 |
| 第6卷 核能发电工程 | 1. 概论 2. 压水堆核电厂 3. 核电厂的建造 4. 核电厂的调试及营运 5. 先进压水堆核电厂 6. 下一代先进核能系统 |
| 第7卷 可再生能源发电工程 | 1. 概论 2. 太阳能光伏发电技术 3. 太阳热发电 4. 风力发电 5. 生物质能发电 6. 海洋能发电 7. 地热发电 |

| 卷 目 | 篇 目 |
|-----------------|--|
| 第8卷 电力系统工程 | 1. 电力系统规划 2. 远距离大容量交流输电系统 3. 高压直流输电系统 4. 灵活交流输电系统 5. 电力系统互联 6. 电力市场 7. 电力系统可靠性 8. 电力系统分析与仿真 9. 电力系统有功功率调整和频率控制 10. 电力系统无功补偿和电压控制 11. 电力系统稳定性及稳定控制 12. 电力系统控制理论与方法 13. 电力系统调度及调度自动化 14. 电力系统继电保护和安全自动装置 15. 电能质量 16. 配电系统及其自动化 17. 电力系统通信 18. 电力信息系统 19. 超导电力技术 20. 分布式能源电力系统 |
| 第9卷 电机工程 | 1. 电机通论 2. 同步电机 3. 感应电机 4. 直流电机 5. 特种电机 |
| 第10卷 输变电工程 | 1. 输电系统 2. 变电系统 3. 变压器、电抗器、互感器、电容器和调压器 4. 高压开关设备 5. 绝缘子和避雷器 6. 直流输电设备 7. 特高压输电技术 8. 输变电系统过电压与绝缘配合 9. 输变电系统的电磁环境 10. 高电压试验设备与电气绝缘试验 11. 设备状态在线监测与故障诊断技术 |
| 第11卷 配电工程 | 1. 概论 2. 低压电器 3. 低压成套开关设备和控制设备 4. 低压电器与成套设备可靠性技术 5. 低压电器试验与检测技术 6. 低压成套开关设备和控制设备试验与检测技术 |
| 第12卷 船舶电气工程 | 1. 概论 2. 船舶电机与电器 3. 船舶电站 4. 船舶电力系统 5. 船舶电力推进 6. 船舶机械电气控制 7. 综合船桥系统 8. 船舶电磁防护技术 9. 船舶电磁兼容 10. 船舶电气工艺 |
| 第13卷 交通电气工程 | 1. 汽车电气 2. 轨道交通电气 |
| 第14卷 建筑电气工程 | 1. 概论 2. 建筑电气的规范及标准 3. 建筑物电气装置标准 4. 建筑中压配电系统工程 5. 低压供配电系统 6. 建筑工程常用电器系统 7. 建筑照明 8. 建筑电气消防系统 9. 建筑设备监控系统 10. 安全防范系统与工程 11. 通信网络及信息系统 12. 防雷与接地 13. 建筑物电磁兼容技术 |
| 第15卷 电气传动自动化 | 1. 概论 2. 电气自动控制策略 3. 计算机控制技术 4. 电气传动控制系统 5. 装备制造电气自动化 6. 电气传动自动化的应用 |

中国电气工程大典

编辑委员会

- 主任：陆燕荪 原机械工业部副部长、教授级高级工程师
中国机械工程学会名誉理事长
- 陆延昌 原电力工业部副部长、教授级高级工程师
中国电机工程学会理事长
- 执行主任：周鹤良 原机械工业部电工局局长、教授级高级工程师
中国电工技术学会名誉理事长
- 宋天虎 原机械工业部科技司司长、教授级高级工程师
中国机械工程学会常务副理事长
- 副主任：潘崇义 中国电工技术学会副理事长、教授级高级工程师
- 吴玉生 中国电机工程学会秘书长、教授级高级工程师
- 邴凤山 中国水力发电工程学会副理事长、教授级高级工程师
- 严宏强 中国动力工程学会秘书长、教授级高级工程师
- 宗 健 中国电力出版社有限公司董事长、总经理、编审

委 员：（按姓氏笔画排列）

| | | | | | | | | | |
|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|------|
| 丁 杰 | 卜广全 | 于 龙 | 于坤山 | 于 明 | 于新颖 | 马小亮 | 马文忠 | 马伟明 | 马伟斌 |
| 马旭东 | 马济泉 | 马晓茜 | 马隆龙 | 丰镇平 | 王之杰 | 王为民 | 王正鸣 | 王占奎 | 王永骥 |
| 王成山 | 王兆安 | 王志峰 | 王作民 | 王国海 | 王明渝 | 王金元 | 王学伟 | 王泽忠 | 王建生 |
| 王建华 | 王绍武 | 王春华 | 王厚余 | 王炳忠 | 王 勇 | 王素英 | 王振铭 | 王 乘 | 王维洲 |
| 王景芹 | 王 强 | 王锡凡 | 王新新 | 王黎明 | 王德宽 | 王赞基 | 文习山 | 文劲宇 | 方晓燕 |
| 方 磊 | 尹天文 | 邓长胜 | 孔 力 | 孔伯汉 | 孔昭年 | 石萍萍 | 卢 强 | 卢澎湖 | 叶奇蓁 |
| 田东强 | 田培斌 | 史进渊 | 史毓珍 | 白少林 | 白俊光 | 白晓民 | 白继彬 | 冯江华 | 司马文霞 |
| 邢馥吏 | 戎一农 | 吕征宇 | 吕鸿达 | 朱庆明 | 朱英浩 | 朱宝田 | 朱晓明 | 朱家驹 | 朱耀泉 |
| 仲明振 | 任兆宏 | 任修明 | 任俊生 | 危师让 | 郭 雄 | 刘大明 | 刘广峰 | 刘卫宁 | 刘友梅 |
| 刘公直 | 刘文华 | 刘平安 | 刘 伟 | 刘仲儒 | 刘希清 | 刘 杰 | 刘尚明 | 刘国林 | 刘泽洪 |
| 刘建飞 | 刘建明 | 刘屏周 | 刘瑛岩 | 刘德志 | 齐剑波 | 关志成 | 江秀臣 | 江哲生 | 池 涌 |
| 汤 涌 | 汤蕴林 | 祁恩兰 | 许江宁 | 许忠卿 | 许洪华 | 阮江军 | 阮新波 | 阮 毅 | 孙才新 |
| 孙凤杰 | 孙成群 | 孙 林 | 孙牧海 | 严宏强 | 严陆光 | 严俊杰 | 严 萍 | 苏秀苹 | 杜正春 |
| 杜毅威 | 杨玉岗 | 杨守权 | 杨寿敏 | 杨其国 | 杨奇逊 | 杨奇娟 | 杨怡元 | 杨俊智 | 杨 耕 |
| 杨维迅 | 杨 雯 | 杨道刚 | 杨德才 | 李 卫 | 李文健 | 李永东 | 李成榕 | 李 旭 | 李兴源 |
| 李安定 | 李 农 | 李若梅 | 李杰仁 | 李宝树 | 李定中 | 李 奎 | 李彦明 | 李晓明 | 李颂哲 |
| 李朗如 | 李培植 | 李盛涛 | 李崇坚 | 李道本 | 李道林 | 李 鹏 | 李 新 | 李肇林 | 李耀星 |
| 邴凤山 | 肖立业 | 肖昌汉 | 肖辉乾 | 肖湘宁 | 肖耀荣 | 吴正国 | 吴创之 | 吴运东 | 吴志坚 |
| 吴国平 | 吴质根 | 吴晓波 | 吴培豪 | 邱爱慈 | 何木云 | 何阿平 | 何金良 | 何梓年 | 何湘宁 |
| 何瑞华 | 佟为明 | 余 志 | 余贻鑫 | 邹云屏 | 邹金昌 | 邹孟奇 | 应百川 | 辛德培 | 辛耀中 |
| 汪继强 | 汪集昶 | 汪樾生 | 汪德良 | 沈小宇 | 沈 江 | 沈 兵 | 沈邱农 | 沈梁伟 | 宋文武 |
| 宋汉武 | 宋哲仁 | 迟 速 | 张艺滨 | 张文才 | 张玉花 | 张业广 | 张乔根 | 张仲超 | 张兆鹤 |
| 张伯明 | 张冶文 | 张启平 | 张 波 | 张 亮 | 张洪钟 | 张祖平 | 张勇传 | 张晓江 | 张晓锋 |
| 张 敏 | 张 望 | 张景洲 | 陆永平 | 陆宠惠 | 陆俭国 | 陆剑秋 | 陆祖良 | 陆家榆 | 陆嘉明 |
| 陈汉民 | 陈伟根 | 陈 仲 | 陈众励 | 陈庆国 | 陈 坚 | 陈伯时 | 陈国柱 | 陈治明 | 陈建飏 |
| 陈 星 | 陈思铤 | 陈 勇 | 陈哲艮 | 陈恩鉴 | 陈雪梅 | 陈清泉 | 陈超志 | 陈敬超 | 陈辉明 |
| 陈黎平 | 陈德昌 | 陈德胜 | 陈德桂 | 邵 岚 | 苟锐锋 | 林云生 | 林公舒 | 林集明 | 易学勤 |
| 罗永浩 | 罗景华 | 金如麟 | 周小谦 | 周以国 | 周双喜 | 周 平 | 周仲仁 | 周远翔 | 周孝信 |
| 周建中 | 周思刚 | 周家启 | 周 娟 | 周锡生 | 郑小康 | 郑云之 | 郑永红 | 郑克文 | 郑明光 |
| 宗建华 | 宓传龙 | 孟庆东 | 赵玉文 | 赵光宙 | 赵 伟 | 赵红一 | 赵昌宗 | 赵治华 | 赵宗让 |
| 赵荣祥 | 赵相宾 | 赵 洁 | 赵 敏 | 赵婉君 | 赵 琨 | 赵 毅 | 赵黛青 | 荣命哲 | 胡方荪 |

| | | | | | | | | | |
|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| 胡安 | 胡学浩 | 胡振岭 | 胡鉴清 | 段善旭 | 段献忠 | 侯子良 | 俞忠德 | 俞智斌 | 饶芳权 |
| 施围 | 施鹏飞 | 洪元颐 | 姚本荣 | 姚尔昶 | 姚家祎 | 姚福生 | 贺建华 | 贺益康 | 贺湘琨 |
| 贺德馨 | 骆仲泱 | 秦和 | 秦裕碧 | 袁余军 | 袁建生 | 袁建敏 | 都兴有 | 耿英三 | 莫会成 |
| 贾东旭 | 夏立 | 夏祥贵 | 顾四行 | 顾国彪 | 钱昌燕 | 钱宝良 | 钱照明 | 倪维斗 | 徐元辉 |
| 徐凤刚 | 徐永法 | 徐兆丰 | 徐国政 | 徐洪海 | 徐殿国 | 徐铄 | 徐德鸿 | 殷禄祺 | 奚大华 |
| 高子瑜 | 高文胜 | 高庆国 | 高京生 | 高理迎 | 高培庆 | 郭天兴 | 郭国顺 | 郭保良 | 郭洁 |
| 郭振岩 | 郭灏 | 唐任远 | 唐炬 | 唐春潮 | 陶星明 | 黄少锋 | 黄仁乐 | 黄妙庆 | 黄其励 |
| 黄国治 | 黄学清 | 黄宝生 | 黄晓丽 | 黄崇祺 | 黄景湖 | 梅生伟 | 曹一家 | 曹惠彬 | 戚庆成 |
| 崔志强 | 崔翔 | 康勇 | 章名耀 | 章定邦 | 梁维宏 | 梁维燕 | 梁曦东 | 彭宗仁 | 葛大麟 |
| 葛少云 | 葛诗慧 | 葛荅生 | 葛溪亭 | 葛增茂 | 董卫国 | 蒋洪德 | 蒋善定 | 韩民晓 | 韩英铎 |
| 惠世恩 | 覃大清 | 程天麟 | 程均培 | 程时杰 | 程树康 | 程浩忠 | 傅书遏 | 焦侬 | 焦树建 |
| 舒惠芬 | 曾文星 | 曾正中 | 曾明富 | 曾南超 | 曾雁鸿 | 曾嵘 | 游亚戈 | 谢开贵 | 谢秋野 |
| 雷银照 | 雷清泉 | 曾满慧 | 蔡崇积 | 管瑞良 | 廖胜松 | 廖瑞金 | 缪鸿兴 | 黎晓晖 | 颜渝坪 |
| 薛以太 | 戴先中 | 戴庆忠 | 戴慧珠 | 魏光辉 | | | | | |

序

电气工程包括发电工程、输配电工程和用电工程，是为国民经济发展提供电力能源及其装备的战略性产业，是国家工业化和国防现代化的重要技术支撑，是国家在世界经济发展中保持自主地位的关键产业之一。电气工程的产业关联度高，对从原材料工业、机械制造业、装备工业以及电子、信息等一系列产业的发展均具有推动和带动作用，对提高整个国民经济效益，促进经济社会可持续发展，提高人民生活质量有显著影响。

经过改革开放 30 年来的发展，我国电气工程已经形成了较完整的科研、设计、制造、建设、运行体系，成为世界电力工业大国之一。至 2007 年底，我国发电装机容量达 7.13 亿 kW，三峡水电及输变电工程、百万千瓦级超超临界火电工程、百万千瓦级核电工程，以及正在建设的交流 1000kV、直流 ±800kV 特高压输变电工程等举世瞩目；大电网安全稳定控制技术、新型输电技术的推广，大容量电力电子技术的研究和应用，风力发电、太阳能光伏发电等可再生能源发电技术的产业化及规模化应用，超导电工技术、脉冲功率技术、各类电工新材料的探索与应用取得重要进展。特别是进入 21 世纪以来，电气工程领域全面贯彻科学发展观，新原理、新技术、新产品、新工艺获得广泛应用，拥有了一批具有自主知识产权的科技成果和产品，自主创新已成为行业的主旋律。我们的电气工程技术和产品，在满足国内市场需求的基础上已经开始走向世界。

电气工程技术的快速发展和巨大成就，要求对原有知识的不断更新，广大电气工程领域的工作者们对新的知识愈加渴求。在原机械工业部陆燕荪、电力工业部陆延昌两位老部长的倡议和领导下，由中国电工技术学会、中国机械工程学会、中国电机工程学会、中国动力工程学会和中国水力发电工程学会五个全国性学会，联合组织了电气工程各领域近 2000 位专家和学者，历

时4年多，编撰的《中国电气工程大典》现在出版了。这套内容新颖实用的巨著是电气工程领域一项重要的基础性工作，也是我国电气工程技术人员对社会的一项公益性奉献。这部鸿篇巨著不仅具有电气工程技术的知识魅力，同时也具有鲜明的时代特色，相信会为广大读者营造一个开卷有益的氛围。

电能作为目前使用最方便的二次能源，在推动社会进步、促进科学技术发展和提高人民生活质量方面发挥着越来越重要的作用。随着社会的不断进步和人民生活水平的不断提高，电气工程任重而道远，需要依靠科技进步，并用更新的科学知识武装每一位电气工作者，所以，希望这套著作能对电气工程的教学、科研、设计和管理人员有所裨益。

徐匡迪

二〇〇八年八月十二日

前 言

电的产生和应用是人类有史以来最伟大的科学技术成就之一。电力作为目前最清洁和使用最方便的二次能源，在推动社会发展、促进科学技术进步和提高人民生活质量方面发挥着越来越重要的作用。一个多世纪以来，电气技术的不断发展，电力生产及应用的日益增长，迅速改变了人类社会的面貌，也深深影响着人们的生活方式。电气化的程度已成为国家文明程度的重要标志之一。

改革开放 30 年来，我国科学技术取得了突飞猛进的发展，科技创新已成为国家发展的重要战略。在电气工程领域，新原理、新技术、新工艺、新材料得到了广泛应用，涌现出一大批具有自主知识产权的科研成果和产品。三峡电站的建设，大容量高效清洁超临界和超超临界压力机组的迅速发展，特高压交直流输电技术和灵活交流输电技术的发展和应用，先进的核能发电厂及可再生能源发电厂的成功建造，大电网智能化动态稳定监控系统与信息管理系统的应用，具有先进水平的电气装备制造业的高速发展，大容量电能变换与节能节电技术，风力发电、太阳能光伏发电等资源节约、环境友好的新技术的大量应用，计算机和信息网络技术在电气领域的普及，明显改变着电气工程领域技术发展状况。超导电工技术、脉冲功率技术，纳米材料、永磁材料、有机硅材料等各类电工新技术和新材料的探索与应用，都充分展示了中国电气工程领域所取得的骄人业绩，引起了世界的高度关注。其中许多科研成果和产品，已达到国际先进水平。

电气工程从业人员多，涉及面广，技术进步快，科研成果多，许多科研成果需要总结和积累，许多新的知识需要普及和传播。盛世修典，素有遗风。为反映电气工程领域最新的发展成就，总结已有的科研成果，传播工程领域最新的科学技术知识，中国电工技术学会、中国机械工程学会、中国电机工程学会、中国动力工程学会和中国水力发电工程学会五个学会，联合组织了电气工程各领域的约 2000 位专家和学者，编撰了《中国电气工程大典》。

本套书的编写工作于 2004 年开始启动，编委会多次召开工作会议，精心组织，按照“取材突出新原理、新技术、新工艺、新材料；内容体现新颖性、先进性、实用性；表达力求简明扼要、深入浅出、直观易懂”的原则，反复讨论并修改编写大纲，确定编写内容。经过 4 年磨砺，数易其稿，终于付梓出版。《中国电气工程大典》共 15 卷约 5000 万字，包括《现代电气工程基础》、《电力电子技术》、《电气工程材料及器件》、《火力发电工程》、《水力发电工程》、《核能发电工程》、《可再生能源发电工程》、《电力系统工程》、《电机工程》、《输变电工程》、《配电工程》、《船舶电气工程》、《交通电气工程》、《建筑电气工程》和《电气传动自动化》。

所有组织者和编著者都把编撰本套书当作电气工程领域建设的一项重要的基础性工作，他们认真负责，辛勤耕耘，倾注了大量心血。本套书在编写出版过程中，得到参与编写的各科研院所、企业、高等院校等单位的大力支持，还得到业内有关院士和专家、学者的热心帮助。正是大家的积极参与和无私奉献，才使得这部大典能顺利编写出版，编委会对他们的奉献和支持表示衷心感谢。

这部鸿篇巨著，涉及电气工程设计制造、建设施工、生产运行、科研教学、工程管理等领域，总结了改革开放 30 年来电气工程各领域的技术发展与成功经验，展示了各专业领域的最新技术数据、设计经验、科技成果和发展动态，汇集了国内外相关的先进理念和成熟经验，体现了科学性、先进性和实用性的结合，是一套可供电气工程领域专业技术人员和管理人员使用的综合性工具书，也可供高等院校相关专业师生参考。

《中国电气工程大典》的编撰出版工作涉及面广，参与人员多，写作难度大。尽管编撰人员尽心尽力，倾注了无数心血，但书中难免存在缺点和不足之处，恳请读者指正。

中国电气工程大典编辑委员会主任

陆燕荪 陆延昌

本 卷 前 言

本卷很荣幸从一开始就被列为《中国电气工程大典》的第1卷。而第1卷面临的首要问题就是如何看待本卷在大典中的定位, 如何安排本卷的结构、主要内容, 以及本卷与后续其他各卷的关系。

改革开放30年来, 我国电气工程的各领域都在突飞猛进。《中国电气工程大典》在启动之初就试图把电气工程领域的新技术、新成果集中反映在一套书内, 因此大典后续各卷都有各自丰富的新内容。但是第1卷是电气工程基础, 基础的内容是不会有巨大变化的, 更不可能“突飞猛进”。这样一来在反映新内容方面本卷就成了问题, 以至于我们自己也一度建议取消本卷。考虑到大典本身的结构完整性, 编委会最终决定保留本卷。

几经讨论、几经反复后, 本卷立足于在“基础性、完整性、前沿性”上对大典有所贡献。本卷力图反映电气工程, 尤其是现代电气工程的基础知识, 这样后续各卷可以集中篇幅编写具体的新技术, 以免每卷都写一些基础部分占用过多篇幅冲淡新技术的主题。而大典从基础开始论述也有助于体现大典本身知识结构的完整性。另外, 对于尚未在工程中取得大量应用而又在近些年引起研究人员极大关注、反映电气工程未来发展的一些内容, 也应列入本卷, 以反映前沿性或现代特点。因此本卷名称最终确定为《现代电气工程基础》。

在卷内的体系结构方面, 我们是这样考虑的。从“点电荷”这个电的最基本“细胞”开始, 将电磁场列为第1篇。电荷的流动产生了电流, 因此将电路列为第2篇。现代电气工程与前几十年相比, 电磁兼容问题日益突出, 已成为电气工程众多方向的基础, 而且在场与路两方面都有反映, 这部分构成了本卷的第3篇。电气工程问题的研究离不开对电磁过程与参数的准确测量, 因此电磁测量成为第4篇。

任何一项电气工程都是由各种电气设备组成的系统, 而设备又是以材料为基础的, 近些年, 新材料的大量出现与研究也为新设备的研制提供了不竭的源泉。

因此第5篇我们安排了电工材料。现代电气工程的特点之一是能量的高度集中，巨大的电能往往以高电压大电流的方式来承载，因此高电压与脉冲功率分别成为本卷的第6篇和第7篇。电气安全是所有与电相关的人员必须清楚了解的，在自然界的雷电和工程中的高电压大电流下尤其重要，因此电气安全的内容列在高电压和脉冲功率之后，独立作为第8篇。

电气工程始终是一个非常活跃的学科领域，从新技术研究到大规模工程应用往往需要长时间的探索与积累。低温等离子体、环保电工、生物电工、超导、磁流体、微机电系统、太空电气系统等虽然距离大规模成熟的工程应用还有一定距离，无法在大典的后续各卷中独立成卷，但是未来的发展前景巨大，因此电工新技术列为第9篇。

标准化同样是电气工程的重要基础，标准化、合格评定、电工计量等概念是现代电气工程技术人员必备的基本知识，这部分构成了本卷的第10篇。在本卷最后的光盘中，给出了目前国家标准和各行业标准在电气工程领域近18000条标准的目录，以方便读者对电工领域的标准有总体的认识。

电气工程按照国内的学科划分，主要集中在电能的产生、传输、分配、使用等环节，电子、通信、计算机、自动控制等技术虽然在电气工程各领域得到大量应用，但都属于服务于上述各环节的技术，而不是这些环节的技术本身。因此本卷未将这些技术单独列篇。

本卷的编写涉及十几家高等院校和科研院所的百余位作者，能够在两年多的时间内完成实非易事，在此谨对本卷全体编写人员的辛勤劳动表示衷心的感谢。由于水平和时间的限制，不当之处、不理想之处都在所难免，敬请广大读者指正。

清华大学 电机系 梁曦东

中国电气工程大典

第①卷

现代电气工程基础

编辑出版人员名单

责任编辑 翟巧珍 穆智勇 畅 舒 马 琳

杨 易 刘 宇

复审人员 张 涛 张 玲 施月华

终审人员 张克让

封面设计 郑小平 王英磊

版式设计 张秋雁

责任校对 罗凤贤 黄 蓓 朱丽芳 王开云

付珊珊 太兴华

责任印制 甄 茁

目 录

| | |
|---------------------------|----|
| 序 | |
| 前言 | |
| 本卷前言 | |
| 第1篇 电磁场基础 | 1 |
| 第1章 静电场 | 3 |
| 1 场源关系 | 3 |
| 1.1 库仑电场 | 3 |
| 1.2 电场强度 | 3 |
| 1.3 高斯通量定理的积分形式 | 3 |
| 1.4 高斯通量定理的微分形式 | 3 |
| 1.5 点电荷的电场强度 | 3 |
| 1.6 电场符合叠加定理 | 3 |
| 1.7 无限长线电荷的电场强度 | 3 |
| 2 电压与电位 | 4 |
| 2.1 电压 | 4 |
| 2.2 电位 | 4 |
| 2.3 电位与电场强度的关系 | 4 |
| 2.4 点电荷的电位 | 4 |
| 2.5 电位符合叠加定理 | 4 |
| 2.6 无限长线电荷的电位 | 4 |
| 3 电介质与电位移 | 4 |
| 3.1 电介质 | 4 |
| 3.2 介电常数 | 5 |
| 3.3 电介质的极化 | 5 |
| 3.4 电介质的击穿 | 5 |
| 3.5 电位移与高斯通量定理的一般形式 | 5 |
| 4 导体与静电场的屏蔽 | 5 |
| 4.1 静电场中导体的特性 | 5 |
| 4.2 静电场的屏蔽 | 6 |
| 5 静电场的基本方程与介质交界面条件 | 6 |
| 5.1 静电场的基本方程 | 6 |
| 5.2 介质交界面条件 | 6 |
| 6 电位满足的方程与边值问题 | 6 |
| 6.1 电位满足的方程 | 6 |
| 6.2 电位的边值问题 | 6 |
| 6.3 两层介质的平板间电场计算 | 7 |
| 7 几种典型结构的电场计算公式 | 7 |
| 7.1 有限长线电荷的场 | 7 |
| 7.2 均匀场中两平行板间的电场 | 7 |
| 7.3 同轴圆柱电极间的电场 | 8 |
| 7.4 两层介质同轴圆柱电极间的电场 | 8 |
| 7.5 同心球电极间的电场 | 8 |
| 7.6 两层介质同心球电极间的电场 | 8 |
| 8 电场能量与电场力 | 8 |
| 8.1 静电场的能量 | 8 |
| 8.2 库仑定律 | 9 |
| 8.3 计算电场力的虚位移法 | 9 |
| 9 电容与典型结构的电容计算式 | 9 |
| 9.1 两导体间的电容 | 9 |
| 9.2 多导体的部分电容 | 9 |
| 9.3 电位系数与感应系数 | 9 |
| 9.4 多导体的工作电容 | 10 |
| 9.5 平行板电容器 | 10 |
| 9.6 同心球电容器 | 10 |
| 9.7 两导体球构成的电容器 | 10 |
| 9.8 同轴圆柱电容器 | 10 |
| 9.9 两导线间的电容 | 10 |
| 9.10 单根有限长导线的电容 | 11 |
| 9.11 三相制输电线的电容 | 11 |
| 10 镜像法与电轴法 | 11 |
| 10.1 点(线)电荷对零电位面的镜像 | 11 |
| 10.2 点(线)电荷对介质交界面的镜像 | 11 |
| 10.3 点电荷对导体球的镜像 | 11 |
| 10.4 线电荷对导体圆柱的镜像 | 12 |
| 10.5 线电荷对介质圆柱的镜像 | 12 |
| 10.6 电轴法 | 12 |
| 10.7 半径相同的两导体圆柱的电轴法 | 12 |
| 10.8 半径不同的两导体圆柱的电轴法 | 13 |
| 10.9 嵌套在一起的两非同轴圆柱导体壳间的电场 | 13 |
| 10.10 逐次镜像法 | 13 |
| 11 常见绝缘材料的介电常数与电介质强度及漏电阻率 | 14 |
| 第2章 恒定电场 | 15 |
| 1 导体内电流与电流密度 | 15 |
| 1.1 电流 | 15 |
| 1.2 电流密度矢量 | 15 |
| 1.3 电流场 | 15 |
| 1.4 电荷守恒定律与电流连续性原理 | 15 |
| 2 恒定电场的基本方程与交界面条件 | 15 |
| 2.1 恒定电场的基本方程 | 15 |
| 2.2 欧姆定律的微分形式 | 15 |
| 2.3 电位 | 15 |
| 2.4 交界面条件 | 16 |
| 2.5 非完纯导体的交界面条件 | 16 |
| 3 功率损耗与焦耳定律 | 16 |
| 4 恒定电场与静电场的比拟 | 16 |
| 5 电导与电阻计算 | 16 |
| 6 接地电阻 | 17 |
| 6.1 电气工程中的接地 | 17 |
| 6.2 接地电阻的定义 | 17 |
| 6.3 球形接地极的接地电阻 | 17 |
| 6.4 圆柱形接地极的接地电阻 | 18 |
| 6.5 圆板形接地极的接地电阻 | 18 |
| 6.6 跨步电压和接触电压 | 18 |
| 6.7 阻性耦合电磁影响 | 18 |
| 7 常见导电材料的电阻率 | 19 |
| 第3章 恒定磁场 | 20 |
| 1 场源关系 | 20 |
| 1.1 磁感应强度 | 20 |
| 1.2 毕奥-萨伐尔定律 | 20 |

| | | | |
|-----------------------|----|-----------------------|----|
| 1.3 磁场强度 | 20 | 8.4 用场强表示的磁场能量 | 27 |
| 1.4 安培环路定律的积分形式 | 20 | 8.5 安培力 | 27 |
| 1.5 安培环路定律的微分形式 | 20 | 8.6 计算磁场力的虚位移法 | 28 |
| 1.6 无限长直圆柱形导线的磁场 | 20 | 9 镜像法 | 28 |
| 1.7 无限长螺线管线圈的磁场 | 21 | 9.1 载流导线对理想导磁材料表面的镜像 | 28 |
| 2 几种典型结构的磁场计算公式 | 21 | 9.2 载流导线对无限大介质交界平面的镜像 | 28 |
| 2.1 有限长线电流的场 | 21 | 9.3 载流导线对圆柱体的镜像 | 28 |
| 2.2 圆环形线电流的场 | 21 | 10 一些材料的相对磁导率 | 28 |
| 2.3 有限长螺线管的场 | 21 | 第4章 时变电磁场 | 30 |
| 2.4 螺形螺线管线圈的场 | 21 | 1 电磁感应定律 | 30 |
| 2.5 两片无限大面电流的场 | 21 | 1.1 磁链 | 30 |
| 3 磁介质与磁化 | 21 | 1.2 感应电动势 | 30 |
| 3.1 磁介质与磁导率 | 22 | 1.3 电磁感应定律 | 30 |
| 3.2 磁介质的磁化 | 22 | 1.4 楞次定律 | 30 |
| 3.3 用磁感应强度表示的安培环路定律 | 22 | 1.5 感应电场 | 30 |
| 3.4 磁导率与磁化率 | 22 | 1.6 洛伦兹力 | 30 |
| 3.5 起始磁化曲线 | 22 | 1.7 动生电动势(发电机电动势) | 30 |
| 3.6 磁滞回线与磁滞损耗 | 23 | 1.8 感生电动势(变压器电动势) | 30 |
| 3.7 铁磁材料的基本磁化曲线 | 23 | 1.9 动生电动势与洛伦兹力的关系 | 30 |
| 3.8 硬磁和软磁材料 | 23 | 1.10 电磁感应定律的积分形式 | 30 |
| 4 恒定磁场的基本方程与介质交界面条件 | 23 | 1.11 电磁感应定律的微分形式 | 30 |
| 4.1 磁通连续性定理 | 23 | 2 全电流定律 | 31 |
| 4.2 基本方程组 | 23 | 2.1 传导电流 | 31 |
| 4.3 交界面条件 | 23 | 2.2 位移电流 | 31 |
| 5 矢量磁位与标量磁位 | 23 | 2.3 运流电流 | 31 |
| 5.1 矢量磁位的定义 | 24 | 2.4 电荷守恒定律 | 31 |
| 5.2 矢量磁位满足的方程 | 24 | 2.5 电流连续性 | 31 |
| 5.3 一根短导线的矢量磁位 | 24 | 2.6 全电流定律 | 31 |
| 5.4 一对无限长传输线的矢量磁位 | 24 | 3 电磁场的基本方程 | 31 |
| 5.5 矢量磁位满足的界面条件 | 24 | 3.1 麦克斯韦方程组的积分形式 | 31 |
| 5.6 矢量磁位描述的磁力线 | 24 | 3.2 麦克斯韦方程组的微分形式 | 31 |
| 5.7 由矢量磁位表示磁通 | 25 | 3.3 辅助方程 | 31 |
| 5.8 标量磁位的定义 | 25 | 3.4 时变电磁场中媒质分界面条件 | 31 |
| 5.9 标量磁位满足的方程与界面条件 | 25 | 3.5 电磁场的折射定律 | 32 |
| 6 恒定磁场的屏蔽 | 25 | 3.6 正弦稳态电磁场的相量方程 | 32 |
| 6.1 圆柱壳对外场的屏蔽 | 25 | 4 时变电磁场的能量关系 | 33 |
| 6.2 圆柱壳对内场的屏蔽 | 25 | 4.1 电磁场能量密度 | 33 |
| 7 电感与典型结构的电感计算 | 25 | 4.2 坡印亭定理 | 33 |
| 7.1 磁通与磁链 | 25 | 4.3 坡印亭矢量 | 33 |
| 7.2 自感 | 25 | 4.4 坡印亭定理的恒定场形式 | 33 |
| 7.3 互感 | 26 | 4.5 坡印亭定理的相量形式 | 33 |
| 7.4 电感的计算 | 26 | 4.6 电磁辐射功率 | 34 |
| 7.5 圆环形导线的自感 | 26 | 5 导电媒质中的涡流 | 34 |
| 7.6 直导线的自感与两根平行导线的互感 | 26 | 5.1 涡流概念 | 34 |
| 7.7 平行板传输线的自感 | 26 | 5.2 导体薄平板中的涡流 | 34 |
| 7.8 同轴电缆模型的自感 | 26 | 6 集肤效应与邻近效应 | 35 |
| 7.9 密绕直螺线管的自感 | 26 | 6.1 集肤效应 | 35 |
| 7.10 两对传输线之间的互感 | 26 | 6.2 邻近效应 | 35 |
| 7.11 一对传输线的自感 | 27 | 7 电磁屏蔽原理与方法 | 35 |
| 7.12 长导线与圆环导线的互感 | 27 | 第5章 电磁场数值计算 | 36 |
| 7.13 电流互感器模型的互感与自感 | 27 | 1 计算电磁学的发展 | 36 |
| 7.14 两个嵌套螺线管的互感 | 27 | 2 电磁场定解问题一般描述 | 37 |
| 8 磁场能量与磁场力 | 27 | 2.1 电磁场控制方程 | 37 |
| 8.1 用电流和磁链表示的磁场能量 | 27 | 2.2 媒质的本构关系 | 37 |
| 8.2 用电流和电感表示的磁场能量 | 27 | 2.3 定解条件 | 37 |
| 8.3 用电流密度和矢量磁位表示的磁场能量 | 27 | 3 电磁场数值计算微分控制方程 | 38 |

| | | | |
|--|----|--|----|
| 3.1 静电场数值计算微分控制方程····· | 38 | Cavity Resonator) ····· | 55 |
| 3.2 恒定电流场数值计算微分控制方程····· | 38 | 6.24 感应电动机分析 (No. 30 Induction | 55 |
| 3.3 恒定磁场数值计算微分控制方程····· | 38 | Motor Analyses) ····· | 55 |
| 3.4 涡流场数值计算微分控制方程····· | 39 | 6.25 磁滞回线测试模型 (No. 32 A Test-Case for | 55 |
| 3.5 运动涡流场问题微分控制方程····· | 40 | Validation of Magnetic Field Analysis with | 55 |
| 4 电磁场数值分析方法····· | 40 | Vector Hysteresis) ····· | 55 |
| 4.1 算子方程····· | 40 | 6.26 转子各向异性的球形感应电动机 | 56 |
| 4.2 积分方程方法····· | 40 | (No. 34 Spherical Induction Motor with | 56 |
| 4.3 微分方程方法····· | 41 | Anisotropic Rotor) ····· | 56 |
| 5 线性方程组求解方法····· | 46 | 参考文献 ····· | 57 |
| 5.1 直接法····· | 46 | 第2篇 电路与电网络分析基础 ····· | 59 |
| 5.2 迭代法····· | 46 | 第1章 绪论 ····· | 61 |
| 5.3 并行计算方法 ····· | 47 | 1 电路····· | 61 |
| 6 电磁分析测试模型····· | 47 | 2 电流和电压····· | 61 |
| 6.1 FELIX 圆筒实验 (No. 1 The FELIX | 47 | 2.1 电流····· | 61 |
| Cylinder Experiment) ····· | 47 | 2.2 电压····· | 61 |
| 6.2 正弦磁场中的无限长圆筒 (No. 2 Infinitely | 48 | 2.3 电流和电压的特征量····· | 62 |
| Long Cylinder in a Sinusoidal Field) ····· | 48 | 3 功率····· | 62 |
| 6.3 双孔槽板 (No. 3 The Bath Plate | 48 | 3.1 端口的概念及参考方向之间的关系····· | 62 |
| with Two Holes) ····· | 48 | 3.2 瞬时功率与平均功率····· | 62 |
| 6.4 FELIX 铝块实验 (No. 4 The FELIX | 48 | 4 电路元件的分类····· | 62 |
| Brick Experiment) ····· | 48 | 4.1 无记忆与记忆····· | 62 |
| 6.5 槽立方 (No. 5 The Bath Cube) ····· | 48 | 4.2 线性与非线性····· | 63 |
| 6.6 匀强磁场中的球壳 (No. 6 Sphere in | 48 | 4.3 时变与非时变····· | 63 |
| Uniform Magnetic Field) ····· | 48 | 4.4 有源与无源····· | 63 |
| 6.7 不对称带孔铝板 (No. 7 Asymmetrical | 48 | 4.5 集总参数与分布参数····· | 63 |
| Conductor Model with a Hole) ····· | 48 | 第2章 简单线性电阻电路分析 ····· | 64 |
| 6.8 裂缝上的线圈 (No. 8 Coil above a Crack) ··· | 48 | 1 电阻元件、电感元件和电容元件····· | 64 |
| 6.9 轴对称结构中的运动涡流效应 | 49 | 1.1 电阻元件····· | 64 |
| (No. 9 Velocity Effects and Low | 49 | 1.2 电感元件····· | 64 |
| Level Fields in Axisymmetric Geometries) ··· | 49 | 1.3 电容元件····· | 64 |
| 6.10 非线性钢板磁路 (No. 13 Nonlinear | 49 | 2 独立电源与受控电源····· | 64 |
| Steel Channels) ····· | 49 | 2.1 独立电源元件····· | 64 |
| 6.11 厚板中的矩形槽 (No. 15 Rectangular | 50 | 2.2 受控源元件····· | 65 |
| Slot in a Thick Plate) ····· | 50 | 3 基尔霍夫定律····· | 65 |
| 6.12 磁浮环 (No. 17 The Jumping Ring) ····· | 50 | 3.1 基尔霍夫电流定律 (KCL) ····· | 65 |
| 6.13 谐振腔加载波导系统 | 51 | 3.2 基尔霍夫电压定律 (KVL) ····· | 65 |
| (No. 18 Waveguide Loaded Cavity) ····· | 51 | 4 电阻的等效变换····· | 65 |
| 6.14 加载谐振腔中的微波场 (No. 19 | 51 | 4.1 二端网络的等效电阻····· | 65 |
| Microwave Field in a Loaded Cavity) ····· | 51 | 4.2 电阻的串联、并联和混联二端网络····· | 66 |
| 6.15 三维静态受力问题 (No. 20 3D | 51 | 4.3 星形联结与三角形联结电阻网络的 | 66 |
| Static Force Problem) ····· | 51 | 等效变换 (Y— Δ 变换) ····· | 66 |
| 6.16 漏磁场损耗模型 (No. 21 3D | 51 | 5 电源的等效变换····· | 66 |
| Stray Field Loss Model) ····· | 51 | 5.1 理想电压源的等效变换····· | 66 |
| 6.17 超导磁储能装置优化 (No. 22 SMES | 52 | 5.2 理想电流源的等效变换····· | 67 |
| Optimization Benchmark) ····· | 52 | 5.3 电压源和电流源之间的等效变换····· | 67 |
| 6.18 永磁体受力 (No. 23 Force in | 52 | 6 理想运算放大器模型····· | 67 |
| Permanent Magnets) ····· | 52 | 6.1 运算放大器的电路模型····· | 67 |
| 6.19 非线性时变旋转试验台 (No. 24 Nonlinear | 53 | 6.2 运算放大器的反馈····· | 68 |
| Time-transient Rotational Test Rig) ····· | 53 | 6.3 含运算放大器的电阻电路分析····· | 68 |
| 6.20 电磁冲压模具优化 (No. 25 Optimization | 53 | 7 二端口网络····· | 69 |
| of Die Press Model) ····· | 53 | 7.1 二端口网络的定义····· | 69 |
| 6.21 涡流无损检测和深度缺陷 (No. 27 Eddy | 54 | 7.2 二端口网络的等效电路····· | 70 |
| Current NDT and Deep Flaws) ····· | 54 | 7.3 二端口网络的连接····· | 70 |
| 6.22 电磁悬浮板 (No. 28 Levitating Plate) ····· | 55 | 第3章 电阻电路分析的一般方法和定理 ····· | 72 |
| 6.23 人体空腔谐振器 (No. 29 Whole Body | | | |

| | | | |
|----------------------|----|--------------------------------------|-----|
| 1 节点电压法 | 72 | 7.2 串联谐振 | 92 |
| 1.1 方程的列写 | 72 | 7.3 并联谐振 | 93 |
| 1.2 特殊支路的处理方法 | 72 | 7.4 串并联谐振 | 94 |
| 1.3 弥尔曼定理 | 73 | 8 周期性非正弦激励下电路的稳态响应 | 94 |
| 2 回路电流法 | 73 | 8.1 周期性非正弦电压与电流 | 94 |
| 2.1 方程的列写 | 73 | 8.2 周期函数分解为傅里叶级数 | 94 |
| 2.2 特殊支路的处理方法 | 73 | 8.3 周期性非正弦电流的有效值和周期性非正弦 电流电路的平均功率 | 94 |
| 3 叠加定理 | 74 | 8.4 周期性非正弦激励下电路的稳态响应 | 95 |
| 4 戴维南定理 | 75 | 8.5 周期性非正弦激励下的对称三相电路 | 95 |
| 5 诺顿定理 | 75 | 第6章 线性动态电路分析 | 97 |
| 6 其他常用定理 | 75 | 1 基本概念 | 97 |
| 6.1 替代定理 | 75 | 2 动态电路的时域分析方法 | 97 |
| 6.2 特勒根定理 | 76 | 2.1 一阶电路 | 97 |
| 6.3 互易定理 | 76 | 2.2 二阶电路 | 98 |
| 7 对偶电路与对偶原理 | 76 | 2.3 卷积积分 | 100 |
| 第4章 非线性电阻电路分析 | 78 | 2.4 状态方程与状态方程的时域解 | 102 |
| 1 非线性电阻和非线性电阻电路 | 78 | 3 动态电路的复频域分析法 | 104 |
| 1.1 非线性电阻 | 78 | 3.1 拉普拉斯变换的定义 | 104 |
| 1.2 非线性电阻的特点 | 78 | 3.2 拉普拉斯变换的常用性质 | 104 |
| 1.3 非线性电阻电路及其解的存在唯一性 | 78 | 3.3 拉普拉斯反变换 | 105 |
| 2 列方程求解非线性电阻电路 | 79 | 3.4 拉普拉斯变换法求解常系数微分方程 | 105 |
| 3 非线性电阻电路的图解法 | 79 | 3.5 拉普拉斯变换法分析动态电路 | 106 |
| 4 非线性电阻电路的分段线性法 | 80 | 3.6 网络函数 | 107 |
| 5 非线性电阻电路的小信号法 | 80 | 第7章 非线性动态电路分析 | 109 |
| 第5章 正弦稳态分析 | 83 | 1 非线性动态电路的状态方程 | 109 |
| 1 正弦电流(电压) | 83 | 1.1 非线性电感元件和电容元件 | 109 |
| 1.1 正弦电流(电压)的表达式 | 83 | 1.2 状态方程的建立 | 109 |
| 1.2 正弦电流(电压)的有效值 | 83 | 2 非线性自治电路 | 110 |
| 1.3 正弦电流(电压)的相位差 | 83 | 2.1 自治电路与动力系统 | 110 |
| 2 正弦稳态电路的相量分析方法 | 83 | 2.2 自治电路的四种稳态解 | 110 |
| 2.1 正弦电流(电压)的相量 | 83 | 2.3 平衡点附近轨道结构 | 111 |
| 2.2 基尔霍夫定律的相量形式 | 83 | 2.4 庞加莱映射及极限圈附近轨道结构 | 112 |
| 2.3 电路元件的相量模型 | 84 | 2.5 电路解的稳定性 | 112 |
| 2.4 阻抗和导纳 | 84 | 2.6 稳定性判别——李亚普诺夫间接方法 | 113 |
| 2.5 正弦稳态电路的相量分析 | 84 | 2.7 稳定性判别——李亚普诺夫直接方法 | 113 |
| 3 正弦稳态电路中的功率 | 85 | 2.8 自治电路的混沌解 | 114 |
| 3.1 瞬时功率 | 85 | 2.9 非线性非自治电路 | 115 |
| 3.2 有功功率 | 86 | 第8章 线性时变电路 | 117 |
| 3.3 无功功率 | 86 | 1 线性时变元件与线性时变电路 | 117 |
| 3.4 视在功率 | 86 | 1.1 线性时变电阻、电感和电容 | 117 |
| 3.5 复功率 | 86 | 1.2 线性时变元件的一般性定义 | 117 |
| 4 三相电路 | 86 | 1.3 线性时变元件的无源性和有源性 | 117 |
| 4.1 对称三相电源 | 86 | 1.4 线性时变电路 | 118 |
| 4.2 对称三相负载 | 87 | 2 线性时变状态方程 | 118 |
| 4.3 对称三相电路 | 87 | 2.1 线性时变状态方程的建立 | 118 |
| 4.4 不对称三相电路 | 88 | 2.2 线性时变状态方程的系统公式 | 119 |
| 4.5 三相电路的功率 | 88 | 3 线性时变状态方程的解 | 119 |
| 5 有互感的电路与变压器 | 88 | 3.1 线性时变状态方程的基本解矩阵 | 119 |
| 5.1 互感元件特性 | 88 | 3.2 状态转移矩阵和零输入解 | 119 |
| 5.2 含互感的电路的计算 | 89 | 3.3 状态转移矩阵的计算 | 120 |
| 5.3 变压器 | 90 | 3.4 线性时变电路的零状态解和全解 | 120 |
| 6 频率响应与滤波器 | 91 | 第9章 分布参数电路 | 122 |
| 6.1 频率响应 | 91 | 1 分布参数电路模型和方程 | 122 |
| 6.2 滤波器简介 | 91 | 1.1 均匀传输线 | 122 |
| 7 谐振 | 92 | 1.2 均匀传输线模型及其方程 | 122 |
| 7.1 电路的谐振 | 92 | | |

| | | | |
|--|-----|---------------------------|-----|
| 1.3 无损耗线模型及其方程 | 122 | 3.4 一阶常微分方程的数值求解 | 141 |
| 2 分布参数电路的暂态分析 | 122 | 3.5 蒙特卡罗分析 | 142 |
| 2.1 无损耗线微分方程的通解 | 122 | 4 电路的计算机辅助分析软件介绍 | 143 |
| 2.2 波的反射和折射 | 123 | 4.1 PSpice | 143 |
| 3 分布参数电路的正弦稳态分析 | 123 | 4.2 MultiSIM | 143 |
| 3.1 均匀传输线方程的正弦稳态解 | 123 | 4.3 Protel | 143 |
| 3.2 表示均匀传输线传播特性的参数 | 124 | 4.4 ICAP | 144 |
| 3.3 无畸变条件 | 124 | 4.5 Saber | 144 |
| 3.4 均匀传输线的工作状态 | 124 | 4.6 Tina Pro | 144 |
| 3.5 均匀传输线的输入阻抗 | 125 | 4.7 PSIM | 145 |
| 3.6 $\lambda/4$ 无损耗线的作用 | 125 | 4.8 MATLAB | 145 |
| 3.7 传输线的功率计算 | 125 | 5 新型电路分析手段 | 146 |
| 3.8 分段均匀的传输线 | 125 | 5.1 分布式计算技术 | 146 |
| 第10章 电网络分析基础 | 127 | 5.2 计算智能 | 147 |
| 1 网络图 | 127 | 5.3 混合仿真技术 | 147 |
| 1.1 网络图及其基本术语 | 127 | 参考文献 | 149 |
| 1.2 网络图的画法及应用 | 127 | 第3篇 电磁兼容基础 | 151 |
| 2 图的矩阵表示和电路定律的矩阵形式 | 127 | 第1章 电磁兼容的基本概念 | 153 |
| 2.1 关联矩阵 | 127 | 1 电磁兼容性定义 | 153 |
| 2.2 回路矩阵 | 127 | 2 基本名词术语和测量单位 | 153 |
| 2.3 割集矩阵 | 128 | 2.1 基本名词术语 | 153 |
| 2.4 矩阵 A 、 B_f 、 Q_f 之间的关系 | 128 | 2.2 测量单位 | 155 |
| 2.5 基尔霍夫定律的矩阵形式 | 128 | 3 电磁兼容三要素 | 156 |
| 3 电网络分析的基本方法 | 128 | 4 电磁干扰的危害 | 156 |
| 3.1 $2b$ 分析法 | 128 | 5 电磁兼容的主要研究领域 | 157 |
| 3.2 支路电流分析法 | 128 | 5.1 骚扰源特性的研究 | 157 |
| 3.3 节点分析法 | 128 | 5.2 敏感设备的抗干扰性能 | 157 |
| 3.4 割集分析法 | 129 | 5.3 电磁骚扰的传播特性 | 157 |
| 3.5 回路分析法 | 129 | 5.4 电磁兼容测量 | 157 |
| 3.6 撕裂法 | 129 | 5.5 系统内与系统间的电磁兼容性 | 157 |
| 4 开关网络分析 | 130 | 6 电磁兼容的发展历史和学科特点 | 157 |
| 4.1 含二极管电路的分析 | 130 | 第2章 电磁骚扰源 | 158 |
| 4.2 含场效应晶体管电路分析 | 130 | 1 电磁骚扰源的分类 | 158 |
| 4.3 开关电容电路分析 | 131 | 1.1 自然电磁骚扰源 | 158 |
| 5 网络函数 | 132 | 1.2 人为电磁骚扰源 | 158 |
| 5.1 网络函数的定义及类型 | 132 | 2 电磁骚扰信号的时域和频域分析 | 159 |
| 5.2 网络函数与冲激响应的关系 | 132 | 2.1 电磁骚扰信号的分类 | 159 |
| 5.3 网络函数的极点和零点与动态响应间 的关系 | 132 | 2.2 电磁骚扰信号的分析 | 159 |
| 5.4 网络函数的极点和零点与稳态响应间 的关系 | 132 | 3 频谱的使用与管理 | 162 |
| 6 灵敏度分析 | 133 | 3.1 频谱划分 | 162 |
| 6.1 网络灵敏度的两种定义 | 133 | 3.2 频谱指配 | 163 |
| 6.2 灵敏度恒等式 | 133 | 4 电磁骚扰的传播途径 | 163 |
| 6.3 符号网络函数法 | 133 | 4.1 传导耦合 | 163 |
| 6.4 伴随网络法 | 133 | 4.2 场耦合 | 163 |
| 第11章 计算机辅助电路分析 | 136 | 5 端口与电磁拓扑 | 164 |
| 1 计算机辅助电路分析简介 | 136 | 5.1 端口 | 164 |
| 2 电路方程的建立 | 137 | 5.2 电磁拓扑 | 164 |
| 2.1 改进的节点分析法 | 137 | 6 电磁环境分类与设备分类 | 164 |
| 2.2 稀疏表格法 | 138 | 第3章 传导耦合的基本理论 | 166 |
| 2.3 双图法 | 138 | 1 差模干扰与共模干扰 | 166 |
| 3 电路方程的数值计算方法 | 139 | 1.1 差模干扰的成因及抑制 | 166 |
| 3.1 稀疏矩阵技术 | 139 | 1.2 共模干扰的成因及抑制 | 167 |
| 3.2 线性方程组的迭代解法 | 139 | 2 传导耦合分析的等效电路 | 167 |
| 3.3 非线性代数方程的数值求解 | 140 | 2.1 无源二端口电路的散射参数 | 167 |
| | | 2.2 有源二端口电路的参数和等效电路 | 167 |

| | | | |
|------------------------------|-----|---------------------------------|-----|
| 3 元件的非理想特性 | 169 | 6.2 几种近似求解 | 192 |
| 3.1 导线 | 169 | 6.3 对标量问题的讨论 | 192 |
| 3.2 电路板印制线 | 169 | 第6章 传输线耦合的基本理论 | 193 |
| 3.3 元件引线 | 169 | 1 传输线的参数与方程 | 193 |
| 3.4 电阻元件 | 169 | 1.1 均匀传输线方程 | 193 |
| 3.5 电容元件 | 170 | 1.2 典型均匀传输线的单位长参数 | 193 |
| 3.6 电感元件 | 170 | 2 传输线的频域分析 | 194 |
| 3.7 铁氧体与磁环 | 170 | 2.1 电报方程的频域解 | 194 |
| 4 LC滤波器的电路设计 | 170 | 2.2 BLT公式 | 195 |
| 4.1 系统函数的逼近 | 170 | 3 传输线的时域分析 | 195 |
| 4.2 系统函数的电路实现 | 172 | 3.1 图形法 | 196 |
| 4.3 频带变换与元件变换 | 174 | 3.2 贝杰龙(Bergeron)法 | 196 |
| 5 传导耦合分析的常用软件 | 175 | 4 电磁场对传输线的耦合 | 197 |
| 5.1 PSpice软件 | 175 | 4.1 场线耦合的电报方程 | 197 |
| 5.2 EMTP/ATP软件 | 176 | 4.2 格林函数解法 | 198 |
| 第4章 低频场耦合的基本理论 | 177 | 4.3 BLT公式 | 198 |
| 1 电流场与电导性耦合 | 177 | 5 多导体均匀传输线 | 199 |
| 1.1 公共电源回路与公共接地回路 | 177 | 5.1 多导体传输线的频域分析 | 199 |
| 1.2 电流场与电导性耦合的等效电路 | 177 | 5.2 多导体传输线的时域分析 | 200 |
| 2 电场与电容性耦合 | 178 | 5.3 多导体传输线的时域有限差分法 | 200 |
| 2.1 静电感应和部分电容 | 178 | 第7章 电磁兼容试验场所 | 202 |
| 2.2 电容性耦合的等效电路 | 179 | 1 开阔试验场 | 202 |
| 3 磁场与电感性耦合 | 179 | 1.1 开阔试验场的组成 | 202 |
| 3.1 电磁感应与互电感 | 179 | 1.2 开阔试验场的性能评价 | 203 |
| 3.2 电感性耦合的等效电路 | 180 | 2 电波暗室 | 203 |
| 4 一般低频电磁场耦合 | 180 | 2.1 电波暗室的结构 | 203 |
| 5 减小低频电磁场耦合的措施 | 181 | 2.2 电波暗室的性能指标及测试 | 205 |
| 5.1 减小电容性耦合的措施 | 181 | 3 横电磁波室 | 207 |
| 5.2 减小电感性耦合的措施 | 181 | 3.1 横电磁波室原理和结构 | 207 |
| 6 部分电容和互感的计算 | 181 | 3.2 TEM室性能测试 | 208 |
| 6.1 部分电容的计算公式 | 181 | 3.3 TEM室测试要求 | 208 |
| 6.2 互感计算公式 | 183 | 4 吉赫兹横电磁波室 | 208 |
| 第5章 高频场耦合的基本理论 | 184 | 4.1 GTEM室的原理和结构 | 208 |
| 1 动态位 | 184 | 4.2 GTEM室的性能测试 | 209 |
| 1.1 动态位的引入 | 184 | 5 混响室 | 210 |
| 1.2 洛仑兹规范 | 184 | 5.1 混响室工作原理和结构 | 210 |
| 1.3 动态位满足的波动方程及其解 | 184 | 5.2 混响室校准 | 212 |
| 2 电偶极子与磁偶极子 | 184 | 5.3 混响室测量系统和测试方法 | 212 |
| 2.1 电偶极子产生的电磁场 | 184 | 第8章 电磁骚扰的测量及常用分析仪器 | 214 |
| 2.2 磁偶极子产生的电磁场 | 185 | 1 测量接收机 | 214 |
| 2.3 近场与远场 | 185 | 1.1 频率特性 | 214 |
| 2.4 方向图 | 185 | 1.2 检波特性 | 215 |
| 2.5 阻抗特性 | 186 | 1.3 脉冲特性 | 215 |
| 2.6 天线的互易性 | 186 | 1.4 频率选择特性 | 215 |
| 3 线天线 | 186 | 1.5 过载特性 | 216 |
| 3.1 对称振子天线的辐射场 | 186 | 1.6 其他特性 | 216 |
| 3.2 天线阵 | 187 | 2 人工电源网络 | 216 |
| 4 平面电磁波 | 187 | 3 电压探头与电流探头 | 217 |
| 4.1 理想媒质中的均匀平面波 | 187 | 3.1 电压探头 | 217 |
| 4.2 有损媒质中的均匀平面波 | 188 | 3.2 电流探头 | 217 |
| 4.3 均匀平面波对平面媒质分界面的垂直入射 | 188 | 4 功率吸收钳 | 218 |
| 5 波导概念 | 190 | 5 常用天线 | 218 |
| 5.1 波导中时谐电磁场的一般规律 | 190 | 5.1 天线的共同特性 | 219 |
| 5.2 矩形波导 | 191 | 5.2 各测量频段的常用天线 | 219 |
| 6 口径天线概述 | 191 | 6 其他常用测量仪器 | 219 |
| 6.1 标量衍射方程 | 191 | 6.1 频谱分析仪 | 219 |

| | | | |
|----------------------------|-----|------------------------------------|-----|
| 6.2 数字存储示波器 | 220 | 7.5 缝隙的屏蔽处理 | 250 |
| 6.3 网络分析仪 | 220 | 7.6 窥视窗 | 250 |
| 6.4 阻抗分析仪 | 221 | 第 11 章 接地与搭接技术 | 251 |
| 第 9 章 电磁兼容的标准 | 222 | 1 接地及其功能 | 251 |
| 1 电磁兼容标准化简介 | 222 | 2 信号地 | 251 |
| 1.1 电磁兼容标准化组织 | 222 | 2.1 单点信号地系统 | 251 |
| 1.2 电磁兼容标准体系 | 223 | 2.2 多点接地 | 252 |
| 2 设备发射限值标准 | 224 | 2.3 混合信号接地系统 | 253 |
| 2.1 CISPR 发射标准 | 224 | 2.4 信号浮地系统 | 254 |
| 2.2 TC77 发射标准 | 225 | 2.5 单元电路的接地 | 255 |
| 3 电磁环境通用发射限值标准 | 225 | 2.6 多级电路的接地 | 256 |
| 4 设备抗扰度标准 | 225 | 3 地线中的干扰及消除 | 256 |
| 4.1 TC77 抗扰度标准 | 225 | 3.1 地环路干扰 | 256 |
| 4.2 CISPR 抗扰度标准 | 226 | 3.2 地线中的等效干扰电动势 | 257 |
| 5 电磁环境通用抗扰度标准 | 226 | 3.3 低阻抗地线的设计 | 257 |
| 6 电磁场暴露限值标准 | 227 | 3.4 低阻抗电源馈线 | 258 |
| 7 电磁兼容测量设备标准 | 227 | 3.5 阻隔地环路干扰的措施 | 258 |
| 8 电磁兼容标准目录 | 227 | 4 搭接 | 260 |
| 8.1 TC77 标准目录 | 227 | 4.1 搭接的定义及目的 | 260 |
| 8.2 CISPR 标准目录 | 232 | 4.2 搭接电阻的准则 | 260 |
| 第 10 章 电磁屏蔽技术 | 235 | 4.3 搭接的方法 | 260 |
| 1 电磁屏蔽的基本概念 | 235 | 4.4 搭接面的处理及材料的选择 | 260 |
| 1.1 电磁屏蔽的概念及分类 | 235 | 4.5 搭接的有效性 | 261 |
| 1.2 电磁屏蔽效能 | 235 | 4.6 良好搭接的一般原则 | 262 |
| 2 屏蔽的基本原理 | 235 | 第 12 章 电磁干扰滤波、隔离及抑制技术 | 263 |
| 2.1 电场屏蔽的基本原理 | 235 | 1 电磁干扰滤波器 | 263 |
| 2.2 磁场屏蔽的基本原理 | 235 | 1.1 滤波器的特性及分类 | 263 |
| 2.3 电磁场屏蔽的基本原理 | 236 | 1.2 反射滤波器的原理及原型设计 | 263 |
| 3 完整屏蔽体屏蔽效能的计算 | 236 | 1.3 损耗滤波器 | 265 |
| 3.1 屏蔽效能 | 236 | 1.4 EMI 滤波器 | 266 |
| 3.2 吸收损耗 SE_A | 237 | 1.5 滤波器的设计 | 269 |
| 3.3 反射损耗 SE_R | 238 | 2 电磁干扰的隔离技术 | 271 |
| 3.4 多次反射损耗 SE_B | 239 | 2.1 电磁干扰隔离 | 271 |
| 3.5 材料的屏蔽效能 | 239 | 2.2 光电耦合器件 | 273 |
| 3.6 低频磁场的屏蔽效能 | 240 | 3 电磁干扰抑制技术 | 273 |
| 4 不完整或非实壁屏蔽的影响 | 241 | 3.1 平衡电路 | 273 |
| 4.1 缝隙(孔隙)的影响 | 241 | 3.2 防护元件 | 274 |
| 4.2 孔洞的影响 | 241 | 3.3 防护电路 | 277 |
| 4.3 波导结构孔洞的影响 | 242 | 4 信号传输回路的干扰控制 | 279 |
| 4.4 金属网的影响 | 243 | 4.1 屏蔽电缆的电磁耦合分析 | 279 |
| 4.5 编织屏蔽层的影响 | 243 | 4.2 辐射共模耦合 | 280 |
| 4.6 薄膜及导电玻璃的屏蔽影响 | 243 | 4.3 辐射差模耦合 | 281 |
| 5 屏蔽体整体设计 | 244 | 4.4 电缆屏蔽层的接地 | 281 |
| 5.1 屏蔽体设计原则 | 244 | 参考文献 | 283 |
| 5.2 屏蔽材料的选择 | 245 | 第 4 篇 现代电磁测量技术基础 | 285 |
| 5.3 多层屏蔽结构 | 246 | 第 1 章 概述 | 289 |
| 6 专门的屏蔽元件及接缝屏蔽保证技术 | 246 | 1 电磁测量的对象和分类 | 289 |
| 6.1 屏蔽罩、盖的接缝屏蔽 | 246 | 1.1 电磁测量的对象 | 289 |
| 6.2 衬垫技术 | 247 | 1.2 电磁测量的分类 | 289 |
| 6.3 导电胶 | 248 | 2 电磁测量的特点和发展趋势 | 290 |
| 6.4 截止波导管 | 248 | 2.1 电磁测量的特点 | 290 |
| 7 屏蔽技术的应用 | 249 | 2.2 电磁测量的发展趋势 | 290 |
| 7.1 显示器件及显示窗的处理 | 249 | 3 误差分析 | 290 |
| 7.2 操作器件的处理 | 249 | 3.1 误差分类和测量结果评定 | 290 |
| 7.3 贯通屏蔽导体的处理 | 249 | 3.2 误差的表示方法 | 291 |
| 7.4 通风口的屏蔽处理 | 250 | | |

| | | | |
|--------------------------|-----|--|-----|
| 3.3 随机误差的特性与处理 | 291 | 7.1 谐波对模拟式电测量仪器仪表的影响 | 312 |
| 3.4 系统误差及其消除方法 | 292 | 7.2 供电系统谐波电压和谐波电流的测量 | 312 |
| 3.5 粗差及其判断准则 | 292 | 7.3 谐波功率的测量 | 312 |
| 3.6 误差的合成与分配 | 292 | 8 电压波动和闪变的测量 | 312 |
| 4 测量不确定度 | 293 | 8.1 电压波动和闪变的基本概念 | 312 |
| 4.1 测量质量的评定参数 | 293 | 8.2 电压波动的测量方法 | 314 |
| 4.2 测量不确定度的评定 | 293 | 8.3 电压闪变的测量方法 | 314 |
| 4.3 测量不确定度理论的发展 | 294 | 第4章 电能表和自动抄表系统 | 316 |
| 第2章 电磁量标准器和量值传递 | 295 | 1 电能表 | 316 |
| 1 单位和单位制简介 | 295 | 1.1 电能表的定义及其分类 | 316 |
| 1.1 单位 | 295 | 1.2 电能表的发展趋势 | 316 |
| 1.2 单位制 | 295 | 2 直流电能表 | 316 |
| 1.3 国际单位制 | 295 | 2.1 电动式直流电能表 | 316 |
| 1.4 法定计量单位 | 295 | 2.2 电子式直流电能表 | 316 |
| 2 电磁量的计量单位 | 295 | 3 感应系电能表 | 316 |
| 3 标准量具简介 | 297 | 3.1 感应系电能表的原理和结构 | 316 |
| 3.1 基准器 | 297 | 3.2 感应系电能表的分类和应用 | 317 |
| 3.2 标准器 | 297 | 4 电子式电能表 | 317 |
| 3.3 工作量具 | 297 | 4.1 电子式电能表的基本原理 | 317 |
| 4 电磁量的基准器 | 297 | 4.2 基于跨导乘法器的电子式电能表 | 317 |
| 4.1 电磁量绝对测量基准 | 297 | 4.3 基于时分割乘法器的电子式电能表 | 317 |
| 4.2 电磁量实物基准 | 297 | 4.4 基于采样计算原理的电子式电能表 | 318 |
| 4.3 电磁量自然基准 | 298 | 4.5 基于模拟数字乘法原理的电子式电能表 | 318 |
| 5 电磁量单位的量值传递 | 298 | 4.6 基于霍尔效应原理的电子式电能表 | 318 |
| 5.1 电磁量单位传递系统 | 299 | 4.7 基于过采样 Σ - Δ 模数转换器的电子式 电能表 | 319 |
| 5.2 同一电磁量单位量值的传递系统 | 299 | 5 特殊用途电能表 | 319 |
| 第3章 电测量原理和方法 | 301 | 5.1 多费率电能表 | 319 |
| 1 测量对象和测量技术特点 | 301 | 5.2 最大需量电能表 | 320 |
| 1.1 被测对象 | 301 | 5.3 电力定量器 | 320 |
| 1.2 被测对象的分类 | 301 | 5.4 预付费电能表 | 320 |
| 1.3 电测量技术的特点 | 301 | 5.5 多功能电能表 | 320 |
| 1.4 电测量技术的发展趋势 | 301 | 5.6 具有防窃电功能的电能表 | 320 |
| 2 电压和电流的测量 | 301 | 5.7 多用户电能表 | 321 |
| 2.1 中等量值电压和电流的测量 | 302 | 5.8 模块化电能表 | 322 |
| 2.2 电压和电流的精确测量 | 302 | 5.9 TOU表及TOU系统 | 322 |
| 2.3 大电流测量 | 303 | 5.10 电力负荷投切控制系统 | 323 |
| 2.4 高电压测量 | 303 | 6 自动抄表系统 | 323 |
| 2.5 微小电压和微小电流的测量 | 305 | 6.1 自动抄表系统的构成 | 323 |
| 3 功率和电能的测量 | 305 | 6.2 自动抄表系统的通信方式 | 323 |
| 3.1 直流功率和直流电能的测量 | 305 | 6.3 典型的自动抄表系统 | 324 |
| 3.2 单相交流功率和电能的测量 | 305 | 6.4 服务于自动抄表系统构建的新技术 | 326 |
| 3.3 三相交流功率和电能的测量 | 305 | 第5章 电测量仪器仪表及其检定装置 | 327 |
| 3.4 功率和电能的精确测量 | 306 | 1 模拟式电测量仪表 | 327 |
| 3.5 特殊条件下的功率测量 | 307 | 1.1 模拟式电测量仪表分类 | 327 |
| 4 相位差、功率因数和频率的测量 | 307 | 1.2 安装式电测量模拟仪表 | 327 |
| 4.1 相位差的测量 | 307 | 1.3 万用表、钳形表和绝缘电阻表 | 328 |
| 4.2 功率因数的测量 | 307 | 1.4 实验室用模拟式电测量仪表 | 329 |
| 4.3 频率的测量 | 307 | 1.5 电量变送器 | 329 |
| 5 交、直流电路元件参数的测量 | 307 | 1.6 其他模拟式电测量仪表 | 330 |
| 5.1 直流电阻的测量 | 307 | 2 电子示波器 | 330 |
| 5.2 交流电阻的测量 | 310 | 2.1 通用电子示波器的工作原理和组成 | 330 |
| 5.3 电容参数的测量 | 310 | 2.2 电子示波器的多波形显示 | 331 |
| 5.4 电感和互感的测量 | 310 | 2.3 电子示波器的选择原则及功能扩展 | 331 |
| 5.5 RLC综合测量 | 311 | 3 互感器 | 332 |
| 6 非正弦电信号的测量 | 311 | 3.1 电磁式仪用电压互感器 | 332 |
| 7 供电系统谐波的测量 | 311 | | |

| | | | |
|---------------------------|-----|------------------------------|-----|
| 3.2 电磁式仪用电流互感器 | 333 | 3.2 数字电压表的主要技术特性 | 364 |
| 3.3 电子式互感器 | 334 | 3.3 数字电压表的工作原理 | 364 |
| 4 分流器和分压器 | 336 | 4 数字电阻表 | 365 |
| 4.1 分流器 | 336 | 5 数字万用表 | 365 |
| 4.2 分压器 | 336 | 5.1 数字万用表的构成原理 | 365 |
| 5 电测量仪表检定装置 | 337 | 5.2 数字万用表的主要特点 | 365 |
| 5.1 电测量仪表检定装置的定义和分类 | 337 | 5.3 数字万用表的测量准确度 | 367 |
| 5.2 电测量仪表检定装置的原理结构 | 337 | 6 数字功率表 | 367 |
| 5.3 直流和交流电测量仪表检定装置 | 338 | 6.1 电子式数字功率表 | 367 |
| 5.4 电量变送器检定装置 | 338 | 6.2 热电式数字功率表 | 367 |
| 5.5 互感器检定仪 | 339 | 6.3 采样计算式数字功率表 | 367 |
| 5.6 电能表检定装置 | 341 | 7 数字频谱分析仪 | 367 |
| 第6章 电工较量仪器和记录仪表 | 345 | 7.1 数字频谱分析仪的工作原理 | 367 |
| 1 电工较量仪器 | 345 | 7.2 数字频谱分析仪在电力谐波分析中的应用 | 367 |
| 1.1 直流电位差计 | 345 | 8 数字示波器 | 368 |
| 1.2 交流电位差计 | 345 | 8.1 数字示波器的工作原理及构成 | 368 |
| 1.3 直流电桥 | 346 | 8.2 数字示波器的主要性能及应用 | 368 |
| 1.4 交流电桥 | 346 | 9 取样示波器 | 369 |
| 2 不平衡电桥 | 349 | 10 万用示波表 | 369 |
| 2.1 不平衡电桥的工作原理 | 349 | 10.1 万用示波表的定义和特点 | 369 |
| 2.2 不平衡电桥的特性和应用范围 | 349 | 10.2 万用示波表举例 | 369 |
| 3 电工记录仪表 | 349 | 11 数字闪变仪 | 370 |
| 3.1 电工记录仪表的基本特性 | 349 | 11.1 UIE 数字闪变仪 | 370 |
| 3.2 记录介质的驱动机构和固定机构 | 350 | 11.2 VFF-1 型数字闪变仪 | 370 |
| 3.3 自动平衡式记录仪 | 351 | 第9章 微机化仪器及应用 | 372 |
| 3.4 笔式记录仪 | 351 | 1 智能仪器及应用 | 372 |
| 3.5 光线示波器 | 352 | 1.1 智能仪器的基本概念 | 372 |
| 3.6 数字模拟混合记录仪 | 353 | 1.2 智能仪器的历史沿革 | 372 |
| 3.7 全数字式记录仪表 | 354 | 1.3 智能仪器的主要功能 | 373 |
| 第7章 信号发生器和标准源 | 355 | 1.4 智能仪器设计实例 | 373 |
| 1 信号发生器和标准源的定义及分类 | 355 | 2 虚拟仪器及应用 | 374 |
| 2 信号发生器和标准源的主要技术指标 | 356 | 2.1 虚拟仪器的基本概念 | 374 |
| 2.1 正弦信号发生器的主要技术指标 | 356 | 2.2 虚拟仪器的硬件系统 | 374 |
| 2.2 脉冲信号发生器的主要技术指标 | 356 | 2.3 虚拟仪器的软件系统 | 378 |
| 2.3 标准源的主要技术指标 | 356 | 2.4 虚拟仪器的互换性与互操作性 | 381 |
| 3 正弦信号发生器 | 356 | 2.5 几种虚拟仪器系统的特点 | 383 |
| 3.1 波段式正弦信号发生器 | 356 | 3 基于虚拟仪器的现代测试系统 | 384 |
| 3.2 差频式正弦信号发生器 | 357 | 3.1 传感器 | 384 |
| 3.3 频率合成式正弦信号发生器 | 357 | 3.2 信号调理器和数据采集器 | 384 |
| 4 脉冲信号发生器 | 358 | 3.3 接口电路 | 384 |
| 4.1 矩形脉冲信号发生器 | 358 | 3.4 计算机硬件平台 | 384 |
| 4.2 函数信号发生器 | 359 | 3.5 功能软件 | 384 |
| 5 任意波形信号发生器 | 359 | 4 网络化仪器 | 385 |
| 6 标准源 | 359 | 4.1 网络的基本概念 | 385 |
| 6.1 直流标准电压源 | 359 | 4.2 网络化仪器的定义 | 387 |
| 6.2 可编程交流标准电压源 | 360 | 4.3 网络化仪器的几个实例 | 387 |
| 6.3 可编程标准电流源 | 360 | 4.4 网络化仪器的实现方法 | 387 |
| 第8章 数字式电测量仪器仪表及应用 | 362 | 4.5 网络化虚拟仪器 | 388 |
| 1 数字式仪器仪表和数字化测量的特点 | 362 | 5 仪器设备网络 | 390 |
| 2 电子计数器 | 362 | 5.1 网络基础 | 390 |
| 2.1 电子计数器的基本原理及性能 | 362 | 5.2 仪器设备网络及应用 | 390 |
| 2.2 电子计数器的主要功能 | 362 | 5.3 仪器设备网络的构建模式和原则 | 391 |
| 2.3 集成化电子计数器 | 363 | 5.4 仪器设备网络的关键技术 | 392 |
| 2.4 数字频率计 | 364 | 第10章 磁测量 | 394 |
| 3 数字电压表 | 364 | 1 磁测量的基本概念 | 394 |
| 3.1 直流数字电压表的原理结构 | 364 | 1.1 磁测量的对象 | 394 |

| | |
|-------------------------|-----|
| 1.2 磁测量方法分类 | 394 |
| 1.3 磁测量的特点 | 395 |
| 1.4 磁测量的发展趋势 | 395 |
| 2 磁场测量 | 395 |
| 2.1 电磁感应法 | 395 |
| 2.2 电磁效应法 | 396 |
| 2.3 磁饱和法 | 396 |
| 2.4 磁共振法 | 397 |
| 2.5 超导效应法 | 398 |
| 2.6 磁光效应法 | 398 |
| 3 静态磁特性测量 | 399 |
| 3.1 静态磁特性测量的一般问题 | 399 |
| 3.2 冲击检流计法 | 399 |
| 3.3 电子积分法 | 400 |
| 3.4 振动样品法 | 400 |
| 4 动态磁特性测量 | 400 |
| 4.1 动态磁特性测量的一般问题 | 400 |
| 4.2 磁化曲线的测量 | 400 |
| 4.3 磁滞回线的测量 | 401 |
| 4.4 铁损耗的测量 | 401 |
| 5 高频磁特性测量 | 402 |
| 5.1 Q表法 | 402 |
| 5.2 电桥法 | 402 |
| 第11章 非电量的电测量 | 403 |
| 1 非电量电测量的基本概念 | 403 |
| 1.1 非电量电测量的定义和分类 | 403 |
| 1.2 非电量电测量的特点 | 404 |
| 1.3 非电量电测量技术的发展趋势 | 404 |
| 2 位移和厚度的电测量 | 404 |
| 2.1 线位移和角位移的电测量 | 404 |
| 2.2 厚度的电测量 | 405 |
| 3 物位的电测量 | 406 |
| 4 速度和转速的电测量 | 406 |
| 4.1 速度的电测量 | 406 |
| 4.2 转速的电测量 | 407 |
| 5 加速度和振动的电测量 | 407 |
| 5.1 常用的振动量测量方法 | 407 |
| 5.2 传感器的选用 | 408 |
| 6 力、压力和转矩的电测量 | 408 |
| 6.1 力的电测量 | 408 |
| 6.2 压力的电测量 | 409 |
| 6.3 转矩的电测量 | 409 |
| 7 流体流量的电测量 | 410 |
| 7.1 流体流量计 | 410 |
| 7.2 质量流量计 | 411 |
| 8 泄漏的电测量 | 412 |
| 9 温度和热通量的电测量 | 413 |
| 9.1 温度的电测量 | 413 |
| 9.2 热通量的电测量 | 415 |
| 10 湿度的电测量 | 415 |
| 10.1 气体湿度的电测量 | 415 |
| 10.2 固体含水量的电测量 | 416 |
| 11 噪声的电测量 | 416 |
| 11.1 噪声 | 416 |
| 11.2 噪声测量仪 | 416 |
| 12 气体成分和烟雾的电测量 | 417 |

| | |
|----------------------|-----|
| 12.1 气体成分的电测量 | 417 |
| 12.2 烟雾的电测量 | 417 |
| 13 缺陷的无损探伤 | 418 |
| 13.1 无损探伤的基本概念 | 418 |
| 13.2 超声波探伤 | 418 |
| 13.3 涡流探伤 | 418 |
| 13.4 漏磁探伤 | 418 |
| 13.5 磁记忆检测技术 | 419 |
| 14 多传感器数据融合 | 419 |
| 15 智能传感器和网络传感器 | 420 |
| 15.1 智能传感器 | 420 |
| 15.2 网络传感器 | 420 |
| 16 微传感器及其测量应用 | 420 |
| 16.1 微机械压力传感器 | 420 |
| 16.2 微加速度传感器 | 421 |
| 16.3 微机械陀螺 | 421 |
| 16.4 微流量传感器 | 421 |
| 16.5 微型磁强计 | 422 |
| 16.6 微气敏传感器 | 422 |
| 17 无线传感网络 | 422 |
| 参考文献 | 424 |

第5篇 电工材料基础

| | |
|---------------------------|-----|
| 第1章 磁性材料 | 427 |
| 1 物质磁性基础 | 427 |
| 1.1 物质磁现象及基本磁参量 | 427 |
| 1.2 物质磁性的分类 | 427 |
| 1.3 磁性物质的基本现象 | 428 |
| 2 磁性材料中的互作用 | 428 |
| 2.1 磁性体中的能量 | 428 |
| 2.2 交换作用能、外磁场能和退磁场能 | 429 |
| 2.3 磁晶各向异性能 | 429 |
| 2.4 磁致伸缩——磁弹性能和应力能 | 430 |
| 3 自发磁化的微观理论 | 431 |
| 3.1 交换作用能 | 431 |
| 3.2 超交换作用 | 431 |
| 3.3 RKKY 交换作用理论 | 432 |
| 4 磁性材料中的磁畴与磁滞 | 432 |
| 4.1 磁畴 | 432 |
| 4.2 磁化和反磁化 | 434 |
| 4.3 动态磁化过程、复磁导率和磁损耗 | 435 |
| 4.4 不同磁性材料的磁滞曲线 | 436 |
| 4.5 材料的磁性能指标 | 436 |
| 5 材料的旋磁性与磁共振 | 437 |
| 5.1 旋磁性 | 437 |
| 5.2 铁磁共振 | 437 |
| 6 磁电阻 | 439 |
| 6.1 概述 | 439 |
| 6.2 关于电子自旋的一些基本性质 | 439 |
| 6.3 巨磁电阻材料 | 440 |
| 6.4 庞磁电阻 | 442 |
| 7 磁性测量 | 443 |
| 7.1 磁性测量的基准和方法 | 443 |
| 7.2 磁场的测量 | 443 |
| 7.3 磁性材料直流磁特性的测量 | 444 |
| 7.4 永磁材料磁特性的测量 | 445 |

| | | | | | |
|-----|----------------------|-----|-----|------------------------|-----|
| 7.5 | $M-H$ 曲线的测量 | 445 | 5 | 主要驻极体材料的特性 | 487 |
| 7.6 | 振动样品磁强计 (VSM) | 446 | 5.1 | 无机驻极体 | 487 |
| 7.7 | 磁性材料本征特性的测量 | 446 | 5.2 | 有机驻极体 | 488 |
| 7.8 | 磁性材料交流磁特性的测量 | 448 | 5.3 | 压电与铁电驻极体 | 491 |
| 7.9 | 微波频率下旋磁材料物理量的测量 | 449 | 5.4 | 热释电驻极体 | 492 |
| 第2章 | 绝缘材料 | 450 | 5.5 | 多孔驻极体 | 493 |
| 1 | 电介质的极化 | 450 | 5.6 | 陶瓷驻极体 | 494 |
| 1.1 | 电介质的极化过程和极化强度 | 450 | 5.7 | 非线性光学驻极体 | 494 |
| 1.2 | 电介质极化的宏观参数及其与微观参数的关系 | 450 | 5.8 | 生物驻极体 | 495 |
| 1.3 | 电介质极化的基本形式及其微观机理 | 451 | 6 | 驻极体的应用 | 496 |
| 1.4 | 电介质的有效电场及介电常数 | 452 | 6.1 | 声电 (电声) 传感器 | 496 |
| 2 | 交变电场下的电介质损耗 | 453 | 6.2 | 静电复印 | 498 |
| 2.1 | 概述 | 453 | 6.3 | 空气过滤器 | 498 |
| 2.2 | 交变电场下电介质的损耗 | 454 | 6.4 | 驻极体电动机 | 498 |
| 2.3 | 复介电常数与柯尔-柯尔图 | 455 | 6.5 | 驻极体继电器 | 498 |
| 2.4 | 气体电介质的损耗 | 456 | 第4章 | 纳米介质 | 499 |
| 2.5 | 液体电介质的损耗 | 456 | 1 | 纳米复合电介质的结构特征 | 499 |
| 2.6 | 固体电介质的损耗 | 456 | 1.1 | 引言 | 499 |
| 2.7 | 不均匀电介质的界面极化和损耗 | 457 | 1.2 | 纳米微粒与纳米结构材料的基本物理效应 | 499 |
| 3 | 电介质的电导 | 458 | 1.3 | 微纳米高聚物复合物的结构与性能 | 499 |
| 3.1 | 概述 | 458 | 1.4 | 微纳米高聚物复合物材料的研究现状及发展趋势 | 502 |
| 3.2 | 气体电介质的电导 | 458 | 1.5 | 如何去发现纳米复合材料中的量子 (波) 效应 | 502 |
| 3.3 | 液体电介质的电导 | 459 | 2 | 聚合物基纳米复合材料的制备方法 | 503 |
| 3.4 | 固体电介质的电导 | 460 | 2.1 | 分散法 | 503 |
| 3.5 | 固体电介质的表面电导 | 461 | 2.2 | 插层法 | 504 |
| 4 | 电介质的击穿 | 462 | 2.3 | 原位复合法 | 505 |
| 4.1 | 气体电介质的击穿 | 462 | 3 | 纳米复合电介质的结构表征与性能测量技术 | 506 |
| 4.2 | 液体电介质的击穿 | 466 | 4 | 纳米复合电介质的电性能 | 507 |
| 4.3 | 固体电介质的击穿 | 466 | 4.1 | 击穿性能 | 507 |
| 5 | 绝缘材料电性能测试 | 469 | 4.2 | 耐电晕性 | 508 |
| 5.1 | 试样 | 469 | 4.3 | 介电常数和介质损耗角正切 | 508 |
| 5.2 | 绝缘电阻和电阻率的测量 | 469 | 4.4 | 电导电流特性 | 509 |
| 5.3 | 相对介电常数和介质损耗角正切的测量 | 470 | 4.5 | 热激电流特性 | 510 |
| 5.4 | 介电强度的测量 | 473 | 4.6 | 电致发光特性 | 510 |
| 5.5 | 空间电荷测试方法 | 475 | 5 | 结束语 | 510 |
| 第3章 | 驻极体材料 | 477 | 第5章 | 铁电体材料 | 511 |
| 1 | 驻极体材料的基本物理原理 | 477 | 1 | 铁电体材料的分类 | 511 |
| 1.1 | 驻极体的定义 | 477 | 1.1 | 按晶体结构分类 | 511 |
| 1.2 | 驻极体的电场 | 477 | 1.2 | 按材料形态分类 | 514 |
| 1.3 | 电场力和电流 | 478 | 2 | 铁电材料的主要性质 | 515 |
| 1.4 | 驻极体的微观描述 | 478 | 2.1 | 铁电性 | 515 |
| 1.5 | 零电场面 | 479 | 2.2 | 压电性能 | 515 |
| 2 | 驻极体的制备方法 | 480 | 2.3 | 高介电性 | 516 |
| 2.1 | 热极化 | 480 | 2.4 | 电致伸缩 | 516 |
| 2.2 | 电荷注入 | 480 | 2.5 | 热释电效应 | 516 |
| 2.3 | 光致极化 | 481 | 2.6 | 电光效应 | 517 |
| 3 | 驻极体的实验研究方法 | 481 | 2.7 | 铁电体的相变特性 | 517 |
| 3.1 | 电荷密度的测量 | 481 | 3 | 铁电材料的基本应用 | 518 |
| 3.2 | 电荷分布的测量 | 482 | 3.1 | 压电传感器/换能器 | 518 |
| 3.3 | 陷阱能级的测量 (热刺激放电 TSDC) | 484 | 3.2 | 铁电存储器 | 521 |
| 4 | 驻极体的电荷动态特性与电荷储存特性 | 485 | 3.3 | 电力开关器件 | 522 |
| 4.1 | 电荷的储存 | 485 | 3.4 | 热释电器件 | 522 |
| 4.2 | 极性驻极体的热退极化理论 | 486 | 4 | 铁电材料的其他应用 | 522 |
| 4.3 | 非极性驻极体的热刺激放电理论 | 487 | 4.1 | 铁电阴极 | 522 |
| 4.4 | 电荷的输运特性与再捕获效应 | 487 | | | |

| | | | |
|------------------------------|------------|------------------------------------|------------|
| 4.2 爆电换能电源 | 523 | 2.3 电介质的损耗 | 550 |
| 4.3 反铁电电容器 | 524 | 3 高电压下气体介质的性能 | 553 |
| 参考文献 | 526 | 3.1 气体放电的主要形式 | 553 |
| 第6篇 高电压技术基础 | 529 | 3.2 强电场下气体中载流子行为 | 554 |
| 第1章 高压电场理论及算法 | 531 | 3.3 气体放电的基本理论 | 555 |
| 1 概述 | 531 | 3.4 放电时延与脉冲放电 | 558 |
| 2 高压电场的基本理论及典型电场计算公式 | 531 | 3.5 雷电放电的形成及表征 | 559 |
| 2.1 静电场的基本方程 | 531 | 4 高电压下液体介质的性能 | 559 |
| 2.2 典型电场的计算公式 | 531 | 4.1 纯净液体介质的击穿理论 | 559 |
| 2.3 常见典型电极最大场强的近似计算 | 532 | 4.2 工程用液体介质的击穿过程及其特点 | 560 |
| 2.4 电场的不均匀系数 | 532 | 4.3 变压器油击穿电压的影响因素及其 提高的方法 | 561 |
| 3 高压电场的解析算法 | 532 | 5 高电压下固体介质的性能 | 562 |
| 3.1 库仑定律和高斯定理 | 532 | 5.1 固体介质的击穿理论 | 562 |
| 3.2 镜像法和电轴法 | 533 | 5.2 影响固体介质击穿电压的主要因素 | 564 |
| 3.3 保角变换法 | 533 | 6 高电压下复合绝缘的性能 | 564 |
| 3.4 坐标变换法 | 533 | 6.1 复合介质的击穿 | 564 |
| 4 高压电场的数值算法 | 533 | 6.2 局部放电 | 566 |
| 4.1 差分法 | 533 | 6.3 沿面放电 | 566 |
| 4.2 有限元法 | 534 | 第4章 高电压的产生与测量技术 | 568 |
| 4.3 模拟电荷法 | 534 | 1 交流高电压的产生及测量 | 568 |
| 4.4 表面电荷法 | 535 | 1.1 交流高电压的产生 | 568 |
| 5 高压静电场的实测和模拟 | 536 | 1.2 交流高电压的测量 | 570 |
| 5.1 小球法 | 536 | 2 冲击电压的产生及测量 | 572 |
| 5.2 电解槽法 | 536 | 2.1 冲击电压的产生 | 572 |
| 5.3 导电纸法 | 538 | 2.2 冲击电压的测量 | 574 |
| 第2章 电介质的基础理论 | 539 | 3 直流高电压的产生及测量 | 576 |
| 1 概述 | 539 | 3.1 直流高电压的产生 | 576 |
| 2 原子结构及量子化模型 | 539 | 3.2 直流高电压的测量 | 577 |
| 2.1 卢瑟福的核式结构模型 | 539 | 4 冲击电流的产生及测量 | 578 |
| 2.2 原子结构的古典量子论 | 539 | 4.1 冲击电流的产生 | 578 |
| 2.3 原子结构的量子力学论概要 | 540 | 4.2 冲击电流的测量 | 579 |
| 3 原子间作用力和分子的形成 | 541 | 第5章 高压电气设备的绝缘 | 581 |
| 4 电介质的宏观热力学特性 | 541 | 1 绝缘子和套管的绝缘 | 581 |
| 4.1 热力学概要 | 541 | 1.1 绝缘子 | 581 |
| 4.2 统计力学概要 | 541 | 1.2 套管 | 582 |
| 5 气体的物理性能和状态方程 | 542 | 2 变压器的绝缘 | 583 |
| 5.1 理想气体状态方程 | 542 | 2.1 变压器绝缘结构及要求 | 583 |
| 5.2 气体的物理参数 | 542 | 2.2 油间隙中固体绝缘材料的作用 | 585 |
| 6 固体电介质的结构与能带模型 | 543 | 2.3 变压器的主绝缘 | 585 |
| 6.1 固体电介质的结构 | 543 | 2.4 变压器的纵绝缘 | 585 |
| 6.2 晶格缺陷与热振动 | 543 | 3 电缆和电容器的绝缘 | 585 |
| 6.3 固体电介质的电子论和能带 | 543 | 3.1 电缆 | 585 |
| 7 液体电介质的分子结构与物理性质 | 544 | 3.2 电容器 | 588 |
| 7.1 液体电介质的分子结构 | 544 | 4 电流互感器的绝缘 | 589 |
| 7.2 液体的表面张力 | 544 | 4.1 电流互感器绝缘的基本结构 | 589 |
| 7.3 液体的黏滞度 | 545 | 4.2 干式、树脂浇注式电流互感器 | 589 |
| 8 高分子电介质的分子结构和理化性质 | 545 | 4.3 油浸式电流互感器 | 589 |
| 8.1 高分子的生成 | 545 | 5 高压断路器的绝缘 | 589 |
| 8.2 高分子的形态和性能 | 545 | 6 高压电机的绝缘 | 590 |
| 8.3 高聚物内的分子运动 | 546 | 6.1 高压电机常用的绝缘结构 | 590 |
| 第3章 高电压下绝缘介质的性能 | 547 | 6.2 高压电机中的电场分布及防电晕措施 | 591 |
| 1 概述 | 547 | 7 气体绝缘电气设备 | 592 |
| 2 电极间有绝缘介质时储存电荷的机理 | 547 | 第6章 线路和绕组中的波过程 | 593 |
| 2.1 电介质的电导 | 547 | 1 线路中的波过程 | 593 |
| 2.2 电介质的极化 | 548 | 1.1 线路中波过程的产生 | 593 |

| | | | |
|------------------------------|-----|-----------------------------------|-----|
| 1.2 均匀无损导线中的波过程 | 593 | 2 变电站(换流站)空气间隙选择 | 629 |
| 1.3 波的折射、反射与衰减、变形 | 594 | 2.1 变电站空气间隙选择 | 629 |
| 1.4 通过并联电容与串联电感的波过程 | 595 | 2.2 换流站空气间隙选择 | 630 |
| 2 绕组中的波过程 | 596 | 3 变电站(换流站)过电压保护 | 630 |
| 2.1 绕组中波过程的产生 | 596 | 4 变电站(换流站)电气设备的电气强度 | 631 |
| 2.2 变压器绕组的波过程 | 596 | 4.1 变电站电气设备的电气强度 | 631 |
| 2.3 变压器绕组之间的波过程 | 597 | 4.2 换流站电气设备的电气强度 | 631 |
| 2.4 旋转电机绕组中的波过程 | 598 | 第11章 绝缘设计和绝缘配合 | 633 |
| 第7章 雷电过电压及其防护 | 599 | 1 概述 | 633 |
| 1 雷电过电压 | 599 | 2 绝缘配合的原则和方法 | 633 |
| 1.1 雷电现象 | 599 | 2.1 绝缘配合的原则 | 633 |
| 1.2 雷电过电压的形成 | 599 | 2.2 绝缘配合的基本方法 | 634 |
| 1.3 标准雷电波形 | 600 | 3 交流系统的绝缘配合 | 635 |
| 2 雷电及防雷装置 | 601 | 3.1 雷电过电压下的绝缘配合 | 635 |
| 2.1 雷电参数 | 601 | 3.2 操作过电压下的绝缘配合 | 635 |
| 2.2 防雷保护的基本措施 | 602 | 3.3 工频绝缘水平的确定 | 636 |
| 3 输电线路的雷电过电压及保护 | 604 | 3.4 长时间工频高压试验 | 636 |
| 3.1 感应过电压 | 605 | 3.5 架空输电线路绝缘水平的确定 | 636 |
| 3.2 雷击导线过电压 | 605 | 3.6 交流特高压电网的绝缘和绝缘配合 | 638 |
| 3.3 雷击塔顶过电压 | 605 | 4 直流系统的绝缘配合 | 640 |
| 3.4 雷击跳闸率 | 606 | 4.1 特殊气候环境对超高压、特高压直流输 | |
| 4 发电厂、变电站的雷电过电压及保护 | 606 | 电绝缘子特性的影响 | 640 |
| 4.1 直击雷过电压防护 | 606 | 4.2 高海拔地区长空气间隙放电特性 | 642 |
| 4.2 侵入波过电压防护 | 606 | 4.3 换流站外绝缘问题 | 643 |
| 4.3 气体绝缘变电站(GIS)的过电压防护 | 607 | 4.4 外绝缘选择方法 | 643 |
| 第8章 内部过电压及其保护 | 608 | 第12章 绝缘评估及其特性试验方法 | 645 |
| 1 内部过电压 | 608 | 1 概述 | 645 |
| 2 电力系统暂时过电压及保护 | 608 | 2 绝缘电阻的测量 | 645 |
| 2.1 电力系统工频电压升高 | 608 | 2.1 多层介质的吸收现象 | 645 |
| 2.2 电力系统谐振过电压 | 610 | 2.2 绝缘电阻和吸收比测量 | 646 |
| 3 电力系统操作过电压及保护 | 613 | 3 泄漏电流的测量 | 647 |
| 3.1 合空载线路过电压 | 614 | 4 介质损耗的测量 | 648 |
| 3.2 切除空载线路过电压 | 615 | 4.1 $\tan\delta$ 测量原理 | 648 |
| 3.3 切除空载变压器过电压 | 615 | 4.2 西林电桥的工作原理 | 648 |
| 3.4 操作过电压的限制措施 | 616 | 4.3 外界电磁场对电桥的干扰 | 649 |
| 第9章 超特高压交直流架空线路的 | | 4.4 影响 $\tan\delta$ 测量结果的因素 | 650 |
| 电气强度特性 | 618 | 5 局部放电的测量 | 651 |
| 1 概述 | 618 | 5.1 直接法 | 651 |
| 2 在污秽和湿润条件下线路悬式绝 | | 5.2 平衡法 | 651 |
| 缘子的电气特性 | 618 | 5.3 超声波法 | 652 |
| 2.1 污秽放电模型 | 618 | 6 绝缘油的色谱分析 | 652 |
| 2.2 污秽绝缘的造型分析 | 619 | 6.1 色谱仪基本工作原理及流程 | 652 |
| 3 过电压作用下档距中空气间隙的电气强度 | 621 | 6.2 色谱分析取油样的技术要求 | 653 |
| 3.1 操作过电压的波形参数 | 621 | 7 绝缘评估与寿命预测 | 653 |
| 3.2 气象条件对长间隙放电电压的影响 | 622 | 7.1 电力设备绝缘特征量检测 | 653 |
| 3.3 导线对地空气间隙的电气强度 | 622 | 7.2 绝缘寿命评估 | 653 |
| 3.4 导线对地的放电发展过程分析 | 623 | 参考文献 | 655 |
| 3.5 导线间空气间隙放电电压 | 624 | 第7篇 脉冲功率技术基础 | 657 |
| 4 在工作电压和过电压作用下杆塔空气间 | | 第1章 概述 | 659 |
| 隙的电气强度 | 625 | 1 脉冲功率技术的内涵与特点 | 659 |
| 4.1 放电电压与间隙长度的关系 | 625 | 1.1 脉冲功率技术的内涵 | 659 |
| 4.2 放电电压与导线结构的关系 | 626 | 1.2 脉冲功率技术的主要特点 | 659 |
| 4.3 塔头对间隙放电电压的影响 | 626 | 2 脉冲功率装置 | 659 |
| 第10章 超特高压交直流变电站 | | 2.1 脉冲功率装置的基本构成 | 659 |
| (换流站)绝缘结构 | 628 | 2.2 初级储能和脉冲产生系统 | 660 |
| 1 概述 | 628 | | |

| | | | |
|--------------------------|-----|------------------------------------|-----|
| 2.3 脉冲储能、压缩和传输系统 | 661 | 1 开关分类及其特征参数 | 690 |
| 2.4 负载系统 | 663 | 1.1 开关分类 | 690 |
| 2.5 脉冲功率装置中的器件 | 664 | 1.2 开关的特征参数 | 690 |
| 3 脉冲功率技术应用简介 | 664 | 2 高压气体介质开关 | 692 |
| 3.1 核辐射模拟 | 664 | 2.1 工作原理 | 692 |
| 3.2 惯性约束聚变 (ICF) | 665 | 2.2 设计要素 | 692 |
| 3.3 闪光照相 | 666 | 2.3 气体开关特性 | 693 |
| 3.4 高功率微波 | 666 | 2.4 气体开关试验 | 695 |
| 3.5 高功率激光 | 666 | 3 低气压气体开关 | 695 |
| 3.6 材料科学及其他领域 | 667 | 3.1 氢闸流管 | 695 |
| 第2章 初级储能与纳秒脉冲的获取 | 668 | 3.2 伪火花开关 | 696 |
| 1 高储能密度电容器组 | 668 | 3.3 真空触发开关 | 696 |
| 1.1 脉冲电容器的比特性 | 668 | 4 液体介质开关 | 697 |
| 1.2 脉冲电容器的两种基本结构型式 | 668 | 4.1 液体开关工作原理 | 697 |
| 1.3 金属化膜脉冲电容器 | 669 | 4.2 液体介质开关的结构 | 697 |
| 1.4 电容器组及应用实例 | 669 | 4.3 液体开关的电路模型 | 697 |
| 2 马克斯发生器 | 669 | 4.4 应用实例 | 697 |
| 2.1 线路和结构特点 | 669 | 5 固体介质开关及介质表面放电开关 | 699 |
| 2.2 充放电过程 | 670 | 5.1 固体介质开关 | 699 |
| 2.3 参数估算及测量 | 670 | 5.2 介质表面放电开关 | 699 |
| 2.4 应用实例 | 671 | 6 电爆炸导体断路开关 | 699 |
| 3 特斯拉变压器 | 672 | 6.1 工作原理 | 699 |
| 3.1 特斯拉变压器的工作原理和特性 | 672 | 6.2 影响开关性能的因素 | 700 |
| 3.2 特斯拉变压器物理参数计算 | 673 | 6.3 应用实例 | 700 |
| 3.3 紧凑特斯拉型高压纳秒脉冲源 | 675 | 7 等离子体断路开关 | 701 |
| 4 直线型脉冲变压器 | 675 | 7.1 开关结构与工作原理 | 701 |
| 4.1 工作原理和等效电路 | 675 | 7.2 POS的理论模型 | 701 |
| 4.2 电磁参数 | 676 | 7.3 POS的脉冲等离子体源 | 702 |
| 4.3 磁心方程 | 677 | 7.4 应用实例 | 702 |
| 4.4 耦合系数 | 677 | 8 磁开关 | 703 |
| 4.5 应用实例 | 677 | 8.1 工作原理 | 703 |
| 5 爆磁压缩脉冲发生器 | 678 | 8.2 磁开关复位与损耗 | 704 |
| 5.1 组成与工作原理 | 678 | 8.3 应用实例 | 704 |
| 5.2 等效电路 | 678 | 9 半导体开关 | 704 |
| 5.3 主要分类 | 679 | 9.1 反向触发双极晶闸管 | 704 |
| 5.4 应用实例 | 679 | 9.2 半导体断路开关 | 706 |
| 6 电容储能型纳秒脉冲产生器 | 680 | 9.3 延迟导通二极管 | 707 |
| 6.1 基本原理 | 680 | 9.4 光导开关 | 708 |
| 6.2 倍压传输线 | 680 | 第4章 脉冲功率负载技术 | 710 |
| 6.3 传输线的充电 | 681 | 1 高功率粒子束产生的物理基础 | 710 |
| 6.4 传输线的介质 | 681 | 1.1 阴极等离子体的形成与发展 | 710 |
| 6.5 应用实例 | 682 | 1.2 常用阴极材料性能特点 | 710 |
| 7 电感储能型纳秒脉冲产生器 | 682 | 1.3 高功率二极管中的电子流 | 711 |
| 7.1 等效电路 | 682 | 1.4 高功率二极管的离子流 | 711 |
| 7.2 应用实例 | 683 | 1.5 二极管阴阳极等离子体运动对束 流特性的影响 | 711 |
| 8 感应电压叠加器 | 684 | 2 大面积电子束二极管 | 712 |
| 8.1 工作原理 | 684 | 2.1 大面积电子束的产生 | 712 |
| 8.2 设计要点 | 684 | 2.2 外加轴向磁场 | 712 |
| 8.3 应用实例 | 685 | 2.3 大面积电子束二极管中的阳极 | 712 |
| 9 真空磁绝缘传输线 | 686 | 2.4 应用实例 | 713 |
| 10 脉冲电压作用下的绝缘特性 | 687 | 3 聚焦型电子束二极管 | 713 |
| 10.1 气体电介质击穿特性 | 687 | 3.1 强流箍缩电子束二极管 | 713 |
| 10.2 液体电介质的击穿特性 | 688 | 3.2 箍缩聚焦二极管 | 713 |
| 10.3 固体电介质的击穿特性 | 688 | 3.3 毫米级小焦斑聚焦二极管 | 714 |
| 10.4 真空中的沿面闪络 | 689 | 4 同轴二极管 | 715 |
| 第3章 脉冲功率开关技术 | 690 | | |

| | | | |
|-----------------------------|-----|---------------------------|-----|
| 4.1 同轴二极管的一般结构 | 715 | 2.2 静电放电产生的电磁场 | 747 |
| 4.2 同轴二极管在常用参数下的阻抗特性 | 715 | 2.3 静电发生器、模拟器 | 748 |
| 4.3 同轴二极管中均匀电子束的产生 | 715 | 3 静电测试 | 748 |
| 4.4 同轴二极管的应用 | 715 | 3.1 静电基本参量的测试 | 748 |
| 5 离子束二极管 | 716 | 3.2 人体静电参数测试 | 749 |
| 5.1 自箍缩离子束二极管 | 716 | 3.3 静电感度测试 | 749 |
| 5.2 磁绝缘离子束二极管 | 717 | 3.4 ESD 敏感度测试 | 750 |
| 5.3 反射三极管 | 717 | 4 静电防护技术 | 750 |
| 5.4 高功率离子束的传输技术 | 718 | 4.1 静电防护用品 | 750 |
| 6 快 Z 箍缩和等离子体焦点 | 718 | 4.2 防静电包装 | 751 |
| 6.1 快 Z 箍缩的基本物理过程 | 718 | 4.3 防静电器材 | 752 |
| 6.2 影响 Z 箍缩辐射的主要参数 | 719 | 4.4 人体静电防护 | 753 |
| 6.3 Z 箍缩负载设计 | 722 | 4.5 防静电接地 | 753 |
| 6.4 等离子体焦点 | 723 | 4.6 静电的电磁兼容设计 | 753 |
| 第 5 章 纳秒电脉冲测量技术 | 725 | 5 静电放电应用 | 753 |
| 1 纳秒脉冲电压、电流测量 | 725 | 5.1 电除尘 | 753 |
| 1.1 脉冲电压测量 | 725 | 5.2 静电喷雾喷漆 | 754 |
| 1.2 脉冲电流测量 | 725 | 第 2 章 人身电气安全 | 756 |
| 1.3 应用实例 | 726 | 1 人体允许电流 | 756 |
| 2 纳秒脉冲电子束测量 | 727 | 1.1 人体的允许电流极限 | 756 |
| 2.1 法拉第筒与法拉第筒阵列 | 727 | 1.2 多次电击及快速切除故障 | 758 |
| 2.2 全吸收量热计及其阵列 | 727 | 1.3 直流对人体允许电流的影响 | 758 |
| 2.3 薄片量热计阵列 | 728 | 1.4 频率对人体允许耐受电流的影响 | 758 |
| 2.4 针孔照像 | 729 | 2 人体的电阻 | 759 |
| 2.5 电子束发射度测量 | 729 | 3 人体电击时的等效电路 | 760 |
| 3 纳秒脉冲离子束测量 | 729 | 3.1 通过人体的电流路径 | 760 |
| 3.1 束流强度及均匀性测量 | 729 | 3.2 电击事故的主要类型 | 760 |
| 3.2 能谱测量 | 729 | 3.3 电击时的等效电路模型 | 761 |
| 3.3 能量密度测量 | 730 | 4 人体安全电压及容许电位差 | 761 |
| 4 纳秒脉冲电场、磁场测量 | 730 | 4.1 人体安全电压 | 761 |
| 4.1 纳秒脉冲电场、磁场测量的特点和要求 | 730 | 4.2 人体允许电位差 | 762 |
| 4.2 纳秒脉冲电场测量技术 | 730 | 4.3 大地表层土壤电阻率对安全的影响 | 762 |
| 4.3 纳秒脉冲磁场测量技术 | 732 | 5 电流对人体的伤害 | 764 |
| 4.4 纳秒脉冲电磁场测量中的信号调理 | 733 | 5.1 触电的种类 | 764 |
| 5 纳秒脉冲信号传输与记录系统 | 733 | 5.2 电流作用机理 | 764 |
| 5.1 电缆传输系统 | 733 | 6 触电急救 | 765 |
| 5.2 光纤传输系统 | 734 | 6.1 抢救及时 | 765 |
| 5.3 记录设备 | 735 | 6.2 正确的急救方法 | 765 |
| 6 测量系统的标定技术 | 735 | 第 3 章 设备的电气安全 | 766 |
| 6.1 高压快沿方波脉冲标定源 | 735 | 1 设备的绝缘破坏 | 766 |
| 6.2 馈送快沿电压、电流脉冲的方法 | 735 | 1.1 绝缘破坏 | 766 |
| 6.3 标定规范 | 736 | 1.2 绝缘性能指标 | 769 |
| 6.4 纳秒电磁场测量系统的标定技术 | 736 | 2 电气安全距离 | 770 |
| 参考文献 | 738 | 2.1 线路的安全距离 | 770 |
| 第 8 篇 电气安全技术基础 | 741 | 2.2 变配电设备的间距 | 773 |
| 第 1 章 静电及其防护 | 743 | 3 电气设备的接地和保护接零 | 775 |
| 1 静电的产生及危害 | 743 | 3.1 概述 | 775 |
| 1.1 静电的产生及物理特性 | 743 | 3.2 接地方式和特点 | 776 |
| 1.2 静电带电材料 | 743 | 3.3 接地系统的构成 | 777 |
| 1.3 静电的利用与危害 | 744 | 3.4 接地系统的安装 | 778 |
| 1.4 静电危害的形成及作用机理 | 744 | 3.5 接地装置设计条件 | 779 |
| 1.5 静电放电失效分析 | 744 | 3.6 降低接地电阻的施工方法 | 779 |
| 1.6 静电的潜在性失效 | 744 | 4 漏电保护 | 779 |
| 2 静电放电模型及模拟 | 745 | 4.1 剩余电流动作保护器的原理 | 779 |
| 2.1 静电放电模型及人体静电放电模型 | 745 | 4.2 剩余电流动作保护器的分类 | 780 |
| | | 4.3 剩余电流动作保护器的参数 | 780 |

| | |
|---------------------------|-----|
| 4.4 剩余电流动作保护器的选用 | 781 |
| 4.5 剩余电流动作保护器的安装 | 781 |
| 4.6 剩余电流动作保护器的拒动和误动 | 782 |
| 5 用电设备安全 | 783 |
| 5.1 用电设备环境条件 | 783 |
| 5.2 用电设备防护等级 | 783 |
| 5.3 特殊环境对电气设备的要求 | 784 |
| 第4章 电气防火防爆 | 785 |
| 1 电气火灾和爆炸的原因 | 785 |
| 1.1 危险温度 | 785 |
| 1.2 电火花和电弧 | 785 |
| 2 危险物质 | 785 |
| 2.1 危险物质的概念 | 785 |
| 2.2 危险物质的分级 | 786 |
| 3 危险场所 | 786 |
| 3.1 危险区域的特征 | 786 |
| 3.2 释放源和通风条件的影响 | 787 |
| 3.3 危险区域的范围 | 787 |
| 4 防爆电气设备和防爆电气线路 | 788 |
| 4.1 防爆电气设备 | 788 |
| 4.2 防爆电气线路 | 791 |
| 5 电气防火防爆技术 | 793 |
| 5.1 消除或减少爆炸性混合物 | 793 |
| 5.2 隔离和间距 | 793 |
| 5.3 消除引燃源 | 794 |
| 5.4 爆炸危险环境接地和接零 | 794 |
| 第5章 雷电防护 | 796 |
| 1 大气电场 | 796 |
| 1.1 大气电场的基本概念 | 796 |
| 1.2 大气电场的时空分布 | 796 |
| 2 雷电的产生 | 797 |
| 2.1 雷电的产生及发展过程 | 797 |
| 2.2 雷电的参数 | 798 |
| 3 雷电的危害 | 804 |
| 3.1 雷电对电力系统的危害 | 804 |
| 3.2 雷电对建筑物的危害 | 805 |
| 4 雷电防护措施 | 805 |
| 4.1 避雷针和避雷线 | 805 |
| 4.2 避雷器 | 807 |
| 4.3 防雷接地 | 810 |
| 5 电力系统的雷电防护 | 811 |
| 5.1 输电线路的雷电防护 | 811 |
| 5.2 发电厂、变电所的雷电防护 | 812 |
| 5.3 配电系统雷电防护 | 815 |
| 6 建筑物的雷电防护 | 818 |
| 6.1 建筑物的防雷分类 | 818 |
| 6.2 建筑物的防雷措施 | 818 |
| 6.3 建筑物的防雷装置 | 823 |
| 7 建筑物内电子系统的雷电防护 | 824 |
| 7.1 雷电对电子系统的危害 | 824 |
| 7.2 雷电对电子信息系统的干扰途径 | 824 |
| 7.3 雷电电磁脉冲防护分级计算方法 | 825 |
| 7.4 室内电子设备的综合防护 | 826 |
| 7.5 信息技术设备的电磁干扰防护 | 830 |
| 参考文献 | 832 |

| | |
|----------------------------------|-----|
| 第9篇 电工新技术 | 833 |
| 第1章 高电压大电流脉冲放电效应及应用 | 835 |
| 1 概述 | 835 |
| 1.1 基本原理 | 835 |
| 1.2 系统组成 | 835 |
| 1.3 安全保护 | 836 |
| 2 液电效应及其工业应用 | 836 |
| 2.1 液电成型 | 837 |
| 2.2 液电清砂和清垢 | 837 |
| 2.3 电火花震源地震勘探 | 838 |
| 3 大电流放电技术在金属材料科学中的应用 | 840 |
| 3.1 金属材料处理应用 | 840 |
| 3.2 纳米金属材料的制备 | 842 |
| 3.3 电爆炸高速喷涂 | 842 |
| 4 强脉冲磁场的产生及应用 | 842 |
| 4.1 建立托卡马克的纵向场 | 842 |
| 4.2 O箍缩 | 843 |
| 4.3 Z箍缩 | 843 |
| 4.4 电磁成型 | 843 |
| 5 电磁发射技术 | 844 |
| 5.1 发射及电磁发射概念 | 844 |
| 5.2 电发射器种类及其工作原理 | 845 |
| 5.3 电磁发射器的优点 | 846 |
| 5.4 电磁发射技术的进展和应用潜力 | 846 |
| 第2章 低温等离子体技术 | 848 |
| 1 等离子体的基本概念 | 848 |
| 1.1 等离子体的分类 | 848 |
| 1.2 低温等离子体的主要研究领域 | 848 |
| 2 低温等离子体的基本性质 | 848 |
| 2.1 低温等离子体的基本参量 | 848 |
| 2.2 电中性和德拜屏蔽 | 849 |
| 2.3 等离子体鞘层 | 849 |
| 2.4 等离子体振荡 | 849 |
| 2.5 等离子体判据 | 850 |
| 2.6 低温等离子体的辐射 | 850 |
| 3 低温等离子体的产生 | 851 |
| 3.1 放电产生低温等离子体简介 | 851 |
| 3.2 汤生放电 | 852 |
| 3.3 电晕放电 | 852 |
| 3.4 辉光放电 | 853 |
| 3.5 弧光放电 | 854 |
| 3.6 高频和微波放电 | 854 |
| 3.7 介质阻挡放电 | 855 |
| 3.8 大气压均匀放电 | 856 |
| 4 低温等离子体的诊断 | 857 |
| 4.1 光谱诊断法 | 858 |
| 4.2 探针诊断法 | 858 |
| 4.3 动态热偶法 | 858 |
| 4.4 微波和激光诊断法 | 858 |
| 5 低温等离子体的应用 | 859 |
| 5.1 低温等离子体热过程应用 | 859 |
| 5.2 低温等离子体化学过程应用 | 859 |
| 5.3 低温等离子体在军事上的应用 | 860 |
| 第3章 微机电系统 | 862 |
| 1 概述 | 862 |

| | | | |
|----------------------------|-----|-----------------------------|-----|
| 1.1 微机电系统的定义和主要特点 | 862 | 3.6 太阳电池阵/蓄电池系统 | 899 |
| 1.2 微机电系统器件和系统 | 862 | 4 太阳能发电装置 | 899 |
| 1.3 微机电系统的发展历史 | 863 | 4.1 航天器太阳电池阵系统 | 900 |
| 1.4 电气工程与微机电系统 | 864 | 4.2 太阳电池阵机械特性 | 900 |
| 2 微机电系统材料 | 864 | 4.3 航天器太阳电池 | 901 |
| 2.1 硅材料 | 864 | 5 航天器电池储能装置 | 903 |
| 2.2 二氧化硅、氮化硅 | 865 | 5.1 锌银蓄电池 | 903 |
| 2.3 其他材料 | 865 | 5.2 镉镍蓄电池 | 904 |
| 3 微机电系统结构的制备工艺 | 865 | 5.3 氢镍蓄电池 | 904 |
| 3.1 微机电系统微结构的膜层工艺 | 865 | 5.4 锂电池 | 905 |
| 3.2 主要光刻技术 | 866 | 6 航天器电源的控制技术 | 906 |
| 3.3 基本刻蚀技术 | 867 | 6.1 母线电压调节 | 906 |
| 3.4 LIGA 技术 | 867 | 6.2 蓄电池组充电控制 | 907 |
| 4 微机电系统器件和微系统 | 868 | 6.3 系统管理技术 | 908 |
| 4.1 微传感器 | 868 | 7 空间供配电系统 | 909 |
| 4.2 微执行器 | 872 | 7.1 常用器件 | 909 |
| 4.3 微系统 | 874 | 7.2 电磁兼容设计 | 910 |
| 5 微机电系统电路基础 | 875 | 7.3 配电控制 | 910 |
| 5.1 传感器基本电路 | 876 | 7.4 电缆网的设计 | 910 |
| 5.2 半导体集成传感器基本电路 | 876 | 第6章 超导与强磁体技术 | 912 |
| 6 微机电系统应用 | 877 | 1 概述 | 912 |
| 6.1 微机电系统在军事中的应用 | 878 | 1.1 超导体的基本物理特性 | 912 |
| 6.2 微机电系统在电气工程中的应用 | 878 | 1.2 约瑟夫森效应 | 912 |
| 第4章 磁流体技术 | 879 | 1.3 超导现象的应用及其前景 | 912 |
| 1 概述 | 879 | 2 超导体中的电磁基本规律 | 912 |
| 2 磁流体发电技术 | 879 | 2.1 超导体的临界参数 | 912 |
| 2.1 磁流体发电的原理及其特点 | 879 | 2.2 超导理论 | 913 |
| 2.2 磁流体发电机的分类及其应用范围 | 879 | 2.3 非理想第Ⅱ类超导体 | 914 |
| 2.3 开环磁流体发电系统及其主要部件 | 880 | 2.4 超导体的交流损耗 | 914 |
| 2.4 磁流体发电机中磁流体动力学问题 | 884 | 2.5 高温超导体的特性 | 914 |
| 2.5 磁流体发电机性能 | 885 | 3 实用超导材料 | 915 |
| 2.6 几个典型的磁流体发电试验装置 | 887 | 3.1 低温超导材料 | 915 |
| 3 磁流体推进技术 | 888 | 3.2 高温超导线、带材 | 916 |
| 3.1 磁流体推进的基本原理和特点 | 888 | 3.3 MgB_2 | 916 |
| 3.2 磁流体推进器的组成及结构形式 | 888 | 3.4 超导块材 | 916 |
| 3.3 直流磁流体推进器的物理和化学现象 | 889 | 3.5 超导薄膜 | 917 |
| 3.4 磁流体推进器的性能分析 | 890 | 4 高磁场超导磁体技术 | 917 |
| 3.5 船舶磁流体推进的试验研究 | 891 | 4.1 磁体技术的历史与发展 | 917 |
| 4 磁流体技术的其他应用 | 892 | 4.2 强磁场的获得 | 918 |
| 4.1 电磁冶金技术 | 892 | 4.3 液氮冷却的超导强磁体 | 918 |
| 4.2 高超音速飞机的磁流体流动控制 | 893 | 4.4 高温超导磁体 | 918 |
| 4.3 磁流体海水流动控制 | 893 | 4.5 传导冷却超导磁体技术 | 918 |
| 第5章 太空电气系统 | 894 | 4.6 超导永磁体 | 919 |
| 1 概述 | 894 | 4.7 毕特型水冷强磁体及超导混合强磁体 | 919 |
| 1.1 航天器电源系统的构成 | 894 | 5 超导强电及强磁体技术应用 | 919 |
| 1.2 航天器电源系统的特点 | 894 | 5.1 超导电力应用 | 919 |
| 1.3 航天器电源系统的发展 | 895 | 5.2 超导磁体在大型科学工程中的应用 | 921 |
| 2 太空电气系统的工作环境及其防护 | 895 | 5.3 超导磁体在能源、交通和工业中的应用 | 923 |
| 2.1 环境特点及效应 | 895 | 5.4 强磁体在生物及医学中的应用 | 923 |
| 2.2 空间环境的防护技术 | 897 | 5.5 特种强磁体及其他强磁体应用 | 923 |
| 3 空间电源系统的分类及特点 | 897 | 6 超导电性在电子学中的应用 | 924 |
| 3.1 一次电源 | 897 | 6.1 超导量子干涉仪及其应用 | 924 |
| 3.2 燃料电池 | 898 | 6.2 超导高频应用 | 925 |
| 3.3 核电源 | 898 | 6.3 超导数字电路和超导量子计算 | 925 |
| 3.4 太阳能动力系统 | 898 | 6.4 其他超导应用 | 925 |
| 3.5 空间系绳发电系统 | 898 | 第7章 环保电工技术 | 926 |

| | |
|-----------------------------|-----|
| 1 概述 | 926 |
| 2 静电除尘技术 | 926 |
| 2.1 静电除尘原理 | 926 |
| 2.2 静电除尘方法 | 927 |
| 2.3 静电除尘器的应用 | 927 |
| 3 脱硫脱硝技术 | 929 |
| 3.1 脱硫脱硝技术原理和方法 | 929 |
| 3.2 烟气脱硫脱硝的应用 | 930 |
| 4 废水处理和分离技术 | 931 |
| 4.1 废水处理原理和方法 | 931 |
| 4.2 电工技术处理废水的应用 | 933 |
| 5 固体废料处理 | 934 |
| 5.1 高温等离子体技术处理废料 | 934 |
| 5.2 核废料处理 | 934 |
| 6 电工技术在其他环保领域的应用 | 935 |
| 6.1 低温等离子体降解易挥发有机物 | 935 |
| 6.2 低温等离子体杀菌消毒 | 936 |
| 第8章 生物电工技术 | 938 |
| 1 概述 | 938 |
| 2 生物电磁特性 | 938 |
| 2.1 生物组织的电磁学参数 | 938 |
| 2.2 生物组织的电阻抗 | 939 |
| 2.3 生物组织电学特性的测量 | 939 |
| 2.4 生物电阻抗技术的应用 | 940 |
| 3 生物电磁信息的测量技术与应用 | 940 |
| 3.1 生物电的产生及应用 | 940 |
| 3.2 生物磁及其应用 | 941 |
| 3.3 基于生物电磁信息的电磁场逆问题研究 | 941 |
| 4 电工技术在生物技术中的应用 | 943 |
| 4.1 电穿孔 | 943 |
| 4.2 基因枪 | 944 |
| 4.3 纳秒级脉冲电场下细胞内电处理 | 944 |
| 4.4 细胞的磁标记与分离技术 | 945 |
| 5 生物医学检测中的电工新技术 | 945 |
| 5.1 磁共振成像技术 | 945 |
| 5.2 电磁生物医学成像技术 | 946 |
| 5.3 基于磁检测的生物芯片 | 947 |
| 5.4 微型诊疗机器人 | 947 |
| 6 电工技术在疾病治疗中的应用 | 948 |
| 6.1 碎石机 | 948 |
| 6.2 经颅磁刺激 | 948 |
| 6.3 磁靶向治疗技术 | 949 |
| 6.4 人工心脏血流泵 | 949 |
| 第9章 电加工技术 | 950 |
| 1 概述 | 950 |
| 2 电火花加工技术 | 950 |
| 2.1 电火花加工的特点和用途 | 950 |
| 2.2 电火花加工的原理和基本规律 | 950 |
| 2.3 电火花加工工艺及方法 | 953 |
| 3 电化学加工技术 | 954 |
| 3.1 电解加工的基本原理及规律 | 954 |
| 3.2 电解加工工艺基础 | 956 |
| 3.3 电解加工的应用 | 958 |
| 4 高能束加工技术 | 959 |
| 4.1 电子束加工 | 960 |
| 4.2 等离子体加工技术 | 961 |

| | |
|-------------------|-----|
| 4.3 离子束加工技术 | 963 |
| 参考文献 | 966 |

第10篇 电工标准化与合格评定、

| | |
|---|-----|
| 电工计量 | 969 |
| 第1章 标准化 | 971 |
| 1 标准化概况 | 971 |
| 1.1 发展历程 | 971 |
| 1.2 标准化与标准 | 972 |
| 1.3 标准化基本原理 | 972 |
| 1.4 标准化工作的基本任务 | 972 |
| 1.5 标准的实施和监督 | 972 |
| 2 标准化的发展 | 973 |
| 2.1 标准化工作概况 | 973 |
| 2.2 我国标准化工作的管理体系 | 974 |
| 2.3 标准化工作的基本队伍 | 974 |
| 2.4 标准的制定 | 974 |
| 3 企业标准化工作 | 974 |
| 3.1 企业标准化概况 | 974 |
| 3.2 企业标准化工作的基本要求及日常工作 | 975 |
| 3.3 企业标准体系 | 975 |
| 3.4 企业标准的制定 | 976 |
| 3.5 企业标准的实施和监督检查 | 977 |
| 4 管理标准体系 | 977 |
| 4.1 质量管理标准体系 | 977 |
| 4.2 环境管理标准体系 | 979 |
| 4.3 企业质量管理体系认证及环境审核 | 979 |
| 5 采用国际标准和国外先进标准 | 980 |
| 5.1 社会主义市场经济与标准化 | 981 |
| 5.2 加入世界贸易组织(WTO)对我国企业 标准化工作的影响与挑战 | 981 |
| 5.3 采用国际标准和国外先进标准的 原则和方法 | 981 |
| 第2章 合格评定 | 983 |
| 1 综述 | 983 |
| 1.1 合格评定简述 | 983 |
| 1.2 发展简史 | 983 |
| 1.3 特点 | 984 |
| 1.4 发展态势 | 984 |
| 2 开展合格评定工作的主要文件 | 984 |
| 2.1 合格评定工作导则 | 984 |
| 2.2 ISO/IEC 标准 | 984 |
| 3 术语和定义 | 985 |
| 3.1 产品 | 985 |
| 3.2 过程 | 985 |
| 3.3 服务 | 985 |
| 3.4 产品标准 | 985 |
| 3.5 规定要求 | 985 |
| 3.6 技术规范 | 985 |
| 3.7 技术法规 | 985 |
| 3.8 标准 | 985 |
| 3.9 顾客 | 985 |
| 3.10 供方 | 985 |
| 3.11 需方 | 985 |
| 3.12 认证 | 986 |
| 3.13 认证制度 | 986 |

| | | | |
|--|-----|--|------|
| 3.14 强制认证制度..... | 986 | 8.2 国际电工委员会电气设备检测与认证体系 (IEC System for Conformity Testing and Certification of Electrical Equipment, IECEE) | 998 |
| 3.15 认证机构..... | 986 | 8.3 国际电工委员会防爆电器安全认证体系 (IEC Scheme for Certification to Standards for Electrical Equipment for Explosive Atmo' Phrase, IECEX scheme) | 998 |
| 3.16 检测..... | 986 | 8.4 欧盟 CE 标志认证涉及的电器安全指令 | 998 |
| 3.17 检测实验室..... | 986 | 8.5 美国对电器产品的要求 | 999 |
| 3.18 检查..... | 986 | 8.6 日本对电器产品的要求 | 999 |
| 3.19 检查机构..... | 986 | 8.7 信息类产品认证态势 | 999 |
| 3.20 认可..... | 986 | 8.8 近期国际有关电工产品认证发展动向 | 999 |
| 3.21 合格评定..... | 986 | 第3章 电工计量 | 1000 |
| 3.22 合格评定程序..... | 986 | 1 法制计量建设..... | 1000 |
| 3.23 认可机构..... | 986 | 1.1 计量行政管理体系和技术机构体系..... | 1000 |
| 3.24 合格评定机构..... | 986 | 1.2 统一计量单位制度与法定计量单位..... | 1000 |
| 3.25 合格评定制度..... | 986 | 1.3 计量基准和计量标准的定义..... | 1001 |
| 4 合格评定的类别和基本内容 | 986 | 1.4 计量技术法规的类型..... | 1001 |
| 4.1 合格评定定义 | 986 | 1.5 计量器具的检定..... | 1001 |
| 4.2 认证 | 987 | 1.6 计量器具的管理..... | 1002 |
| 4.3 体系认证 | 989 | 1.7 计量认证与计量授权..... | 1002 |
| 4.4 认可 | 990 | 2 量值溯源与能力验证..... | 1003 |
| 4.5 人员注册 | 991 | 2.1 量值溯源..... | 1003 |
| 4.6 双边、多边、区域、国际互认制 | 992 | 2.2 难以建立溯源关系时的处理方法..... | 1004 |
| 5 主要国家、区域、国际合格评定简介 | 992 | 2.3 电学计量及其检定系统图..... | 1004 |
| 5.1 美国 | 992 | 3 电力计量及管理..... | 1008 |
| 5.2 欧盟 | 992 | 3.1 与电力计量有关的主要法制文件..... | 1008 |
| 5.3 日本 | 993 | 3.2 电力计量管理体系..... | 1008 |
| 5.4 区域合格评定组织简介 | 993 | 3.3 电力安全生产与技术监督..... | 1009 |
| 5.5 国际组织 | 993 | 4 我国计量体系与计量技术新成果..... | 1009 |
| 6 世界贸易组织 (WTO) /贸易技术壁垒 TBT 简介 | 994 | 4.1 我国计量体系..... | 1009 |
| 6.1 基本概念 | 994 | 4.2 计量技术新成果..... | 1010 |
| 6.2 《TBT 协议》简介 | 995 | 附录 | |
| 7 中国合格评定历史发展的几个阶段 | 996 | 附录 A 检定系统框图 | 1012 |
| 7.1 1949~1978 年的形式 | 996 | 附录 B 实施标准化科技创新 提升标准 水平推进电工行业技术进步 | 1016 |
| 7.2 准备阶段 | 996 | 附录 C 电气工程相关国家标准及 行业标准目录 | 1018 |
| 7.3 启动试点阶段 | 996 | 参考文献 | 1019 |
| 7.4 立法立规阶段 | 996 | | |
| 7.5 认证认可进入发展期 | 997 | | |
| 7.6 两套认证、认可体系的统一 | 997 | | |
| 7.7 中国认证认可 (合格评定) 的发展 | 997 | | |
| 8 有关电气安全认证 | 997 | | |
| 8.1 国际电工委员会电子元器件质量评定体系 (IEC Quality Assessment System for Electronic Components: IECQ) | 997 | | |

第1篇 电磁场基础

主编单位：清华大学

华北电力大学

武汉大学

主 编：袁建生 王泽忠 阮江军

编写人员：袁建生(清华大学)

王泽忠(华北电力大学)

阮江军(武汉大学)

第1章 静电场

静电场是静止电荷产生的电场，场量不随时间变化。本章首先介绍描述场源关系的高斯通量定理，然后介绍电介质对场的影响；在分析导体特性基础上给出静电场屏蔽基本概念；在介绍静电场基本方程基础上给出电位满足的泊松方程；在介绍电场能量之后给出电场力与电容的计算方法；最后介绍镜像法与电轴法。

1 场源关系

静电场的源为静止电荷。高斯通量定理描述了场与源的关系，其积分形式给出了场量在一闭合面上的积分与其内包含的电荷源的关系，而其微分形式则给出了在空间任意一点上场量的散度与该点上电荷密度的关系。

1.1 库仑电场

静电场的源为静止电荷，而非电压。两电极间加一个电压源后，其结果是使得电极上出现电荷，该电荷在电极周围产生电场。将电荷产生的电场称为库仑电场，将变化的磁场产生的电场称为感应电场（将在本篇第4章介绍）。

1.2 电场强度

电场强度 E 是表征电场的基本量，其定义为单位正电荷所受的电场力，即一点上的电场强度大小等于在该处放置的一个单位正点电荷的受力，场强的方向为所受力的方向；其单位为伏/米（V/m）。

1.3 高斯通量定理的积分形式

库仑电场与其电荷源的关系由高斯通量定理给定。在任意闭合曲面 S 上对电场强度 E 的面积分等于该闭合面内所包围的总电荷量除以介电常数，高斯通量定理的积分形式为

$$\oint_S E \cdot dS = \frac{q}{\epsilon_0} \quad (1.1-1)$$

式中： ϵ_0 为真空的介电常数，也叫电容率，F/m， $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \text{ F/m}$ 。

由于式（1.1-1）中介电常数为真空的介电常数，所以式（1.1-1）的闭合曲面 S 是仅与真空（或空气）相交的情况。

1.4 高斯通量定理的微分形式

式（1.1-1）的积分形式给出了闭合面上电场强度的通量与面内源的关系，但没有具体给出空间一点上场与源的关系。利用高斯通量定理的积分形式以及矢量分析与场论中的散度定理，可以得到空间任意点上的电场强度矢量函数与该点电荷密度的关系。散度定理为：一个矢量函数在一个闭合面 S 上的面积分，等于该函数取散度后在 S 包围的体积上的体积分，即

$$\oint_S E \cdot dS = \iiint_V \nabla \cdot E dV$$

由此得

$$\iiint_V \nabla \cdot E dV = \frac{1}{\epsilon_0} \iiint_V \rho dV$$

$$\nabla \cdot E = \rho / \epsilon_0 \quad (1.1-2)$$

式（1.1-2）即为高斯通量定理的微分形式。它给出了任意点上电场强度的散度与该点上电荷体密度 ρ 的关系。

顺便指出，该点的电场强度函数必须是连续的，否则式（1.1-2）无意义。在不同介质交界面上，场一般是不连续的，因此在交界面上式（1.1-2）无意义，需要另外给出交界面上场量的约束式，即介质界面条件。

对于一些具有对称分布的场，可以利用高斯通量定理的积分形式直接求解。以下几个求解实例。

1.5 点电荷的电场强度

设一点电荷 q 位于无限大空间中，其场分布关于点电荷所处的位置对称。在以该点为球心、 r 为半径的球面上，各点电场强度的大小相等，方向均为沿半径向外的方向。对于式（1.1-1）中的积分面 S 就取为该球面（称为高斯面），在该球面上场强 E 与积分面 S 的法向相同，所以式（1.1-1）中两个矢量的点积变为标量相乘；并且由于在积分面上场强为常数，可将 E 从积分号中提出。因此，该积分结果为球的面积乘以 E ，所以有

$$\begin{aligned} 4\pi r^2 E &= q / \epsilon_0 \\ E &= \frac{q}{4\pi\epsilon_0 r^2} r^0 \end{aligned} \quad (1.1-3)$$

式中： r^0 为径向单位矢量。

式（1.1-3）即为无限大空气中点电荷电场强度的表达式。

1.6 电场符合叠加定理

利用点电荷场强的计算公式可以得到电荷以体密度 ρ 分布的电场表达式为

$$E = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \iiint_V \frac{\rho dV}{r^2} r^0 \quad (1.1-4)$$

理论上讲，对于任意分布的已知电荷，都可以利用式（1.1-4）求出任意点的场强，关键是矢量积分的求解。若积分不能进行解析求解，则需要利用数值积分，也可以将电荷区域离散为多个小块，将每一小块近似视为点电荷进行计算并叠加。

1.7 无限长线电荷的电场强度

设线电荷单位长度的电荷量为 τ （即线密度），位于无限大空间中，其场分布关于线电荷对称。以该线电荷为轴线、 r 为半径做一个长为 h 的圆柱闭合面作为高斯面，如图 1.1-1 所示。在圆柱的两个底面 S_2 和 S_3 上，场强与面的法向垂直，故式（1.1-1）中矢量的点积为零，而在圆柱的侧面 S_1 上，各点电场强度的大小相等，方向均为半径向外的方向，即场强方向与表面的法向相同。因此，式（1.1-1）的积分结果为圆柱面 S_1 的

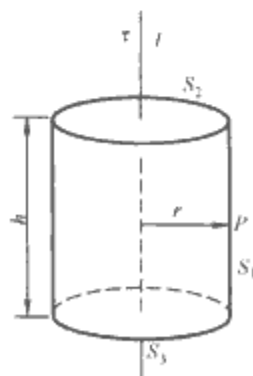


图 1.1-1 无限长线电荷及高斯面

面积乘以 E , 所以距线电荷 r 处的电场强度为

$$E_r = \frac{\tau}{2\pi r\epsilon_0} \quad (1.1-5)$$

2 电压与电位

电压与电位是用来描述电场的中间变量, 在一些情况下, 先通过求解电荷产生的电位, 然后再由电位求场强可以使求解得到简化。在一些实际工程问题中, 有时在场域边界或极板上给定电位的分布, 而不是给定电荷的分布, 在此情况下, 先求场域中的电位分布, 再求电场强度比较便利。

2.1 电压

AB 两点间的电压定义为电场力将单位正电荷从 A 点移至 B 点所做的功。设电荷 q 在电场力 f 的作用下从 A 点移至 B 点, 电场力所做的功为 A_{AB} , 则电压 U_{AB} 定义为

$$U_{AB} = \frac{A_{AB}}{q} = \frac{1}{q} \int_A^B f \cdot dl \quad (1.1-6)$$

由功的特性可知, 两点间的电压值与积分路径无关, 电压是一个定值, 这是静电场的特性。而在时变场中该特性不存在, 即时变场中任意两点间的电压具有多值性, 它随着积分路径的变化而变化。这是因为在时变场中组成电场的另一部分——感应电场的积分随积分路径变化。

2.2 电位

若将式 (1.1-6) 中的 B 点设为无限远, 则变成了 A 点对无限远处的电压, 此电压称为以无限远处为参考点的电位。事实上, 可以将有限空间中的任意一点设为参考点, 将其他各点相对于该点的电压称为基于此参考点的电位。

2.3 电位与电场强度的关系

根据电压与电场强度各自的定义, 不难得到电压与电场强度的关系。其关系即为将式 (1.1-6) 中的 f/q 替换为电场强度 E , 因为单位电荷所受的力即为电场强度。因此, 电位与电场强度的关系为

$$U_{AB} = \int_A^B E \cdot dl \quad (1.1-7)$$

由电压等于电场强度的积分可以得到, 一点上的电场强度等于该点的电位函数对空间坐标的最大变化率, 最大变化率的方向即为电场强度的方向。该最大变化率的概念就是梯度。因此, 电位函数 φ 的梯度就等于电场强度, 即

$$E = -\nabla\varphi \quad (1.1-8)$$

式 (1.1-8) 中取负号的结果是电场强度的方向为电位降的方向。在直角坐标系下, 电位函数的梯度等于函数对各坐标分量求导所构成的矢量函数, 即

$$\nabla\varphi = \frac{\partial\varphi}{\partial x}i + \frac{\partial\varphi}{\partial y}j + \frac{\partial\varphi}{\partial z}k$$

式中: i 、 j 、 k 为三个坐标轴的单位方向矢量。

在圆柱或球坐标系下, 梯度有不同的形式。实际上, 梯度就是一种形式的偏微分或求导, 其结果为矢量函数。

2.4 点电荷的电位

基于点电荷电场的表达式 (1.1-3) 和电位等于电场强度积分的关系, 可以得到以无限远处为参考点, 点电荷 q 在距电荷 r 处产生的电位为

$$\varphi = \frac{q}{4\pi\epsilon_0 r} \quad (1.1-9)$$

2.5 电位符合叠加定理

若电荷以体密度 ρ 分布在体积 V 内, 整个空间的介电常数为 ϵ_0 , 则电荷产生的电位表达式为

$$\varphi = \iiint_V \frac{\rho dV}{4\pi\epsilon_0 r} \quad (1.1-10)$$

2.6 无限长线电荷的电位

设电荷线密度为 τ 的无限长线电荷, 位于无限大空间中, 式 (1.1-5) 给出了其产生的电场强度表达式。如任取 Q 点作为参考点, 则 τ 在距离电荷 r_1 处的 P 点所产生的电位, 可由对电场强度的积分得到, 即

$$\varphi_1 = \int_{r_1}^{r_{1Q}} \frac{\tau}{2\pi\epsilon_0 r} dr = \frac{\tau}{2\pi\epsilon_0} (\ln r_{1Q} - \ln r_1) = C_1 - \frac{\tau}{2\pi\epsilon_0} \ln r_1$$

当 Q 点趋向无限远时, 电位趋于无限大, 即无限长线电荷的电位参考点不能选在无限远处。

对于图 1.1-2 所示的两根带有异号电荷的无限长线电荷, $-\tau$ 在 P 点产生的电位为

$$\varphi_2 = \frac{-\tau}{2\pi\epsilon_0} (\ln r_{2Q} - \ln r_2) = C_2 + \frac{\tau}{2\pi\epsilon_0} \ln r_2$$

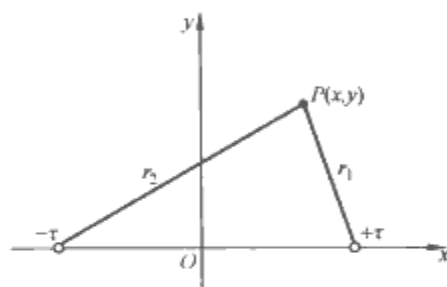


图 1.1-2 两根带有异号电荷的无限长线电荷
将两个电荷产生的电位叠加, 可得 P 点的电位为

$$\varphi_P = \frac{\tau}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{r_{1Q}}{r_{2Q}} + \frac{\tau}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{r_2}{r_1}$$

若 Q 点选在 y 轴上, 则有

$$\varphi_P = \frac{\tau}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{r_2}{r_1} \quad (1.1-11)$$

式中: r_2 为 P 点与 $-\tau$ 间的距离; r_1 为 P 点与 $+\tau$ 间的距离。

实际上, 一般系统都是静电独立系统, 即系统中的总电荷为零。在这种情况下, 一根无限长线电荷在距离其 r 处产生的电位可以直接记为

$$\varphi = \frac{\tau}{2\pi\epsilon_0} \ln r \quad (1.1-12)$$

因为此时可假设参考点选得足够远, 使各电荷距离参考点的距离趋于相等, 各电荷产生的电位的表达式中常数的绝对值相等, 所有常数相加必为零, 所以在一根导线的电位表达式中可以事先去掉此常数。

3 电介质与电位移

电介质也称为绝缘体, 它会对外加静电场产生影响。电位移是描述电场的另一个物理量, 利用电位移表述的高斯通量定理仅与自由电荷有关, 而与介质的分布无关。这与用电场强度描述的高斯通量定理有很大区别, 且明显简便。

3.1 电介质

电介质内没有自由电荷, 带电粒子都被原子或分子的内在力所束缚, 这些粒子的电荷被称为束缚电荷。在外电场的作用下, 这些粒子会有微小移动, 但不能离开分子的范围。

该微小移动会使得分子对外呈现出大量电偶极子特性来影响外电场。电偶极子为两个电量相等、极性相反、距离很近的电荷，电量与距离的乘积称为电偶极子的偶极矩。该等效电偶极子产生的附加场要抵消介质区域的外场。因此，在外场的源不变的情况下，放入介质后介质内的场要小于放入前的场。但介质外的场在一些区域可能会被增加，在一些区域可能会被减小。所以电介质会对外施电场有影响，影响结果是使得介质所处区域的电场小于原电场。

3.2 介电常数

描述介质特性或对外场影响大小的物理量是介电常数 ϵ ，单位为法[拉]/米(F/m)。电介质的介电常数越大，对外场的影响越大，介质区域的电场越小。理论上讲，当介电常数趋于无限大时，介质中的电场减小为零，与下面介绍的导体的结果相同。但是，电介质与导体有本质区别，不能理解为导体的介电常数为无限大。只是可以直观地认为介电常数很大的电介质对静电场的影响结果与导体类似。实际物质的介电常数一般并不很大。常见电介质相对于真空的介电常数见本章最后的表 1.1-1。

3.3 电介质的极化

在外电场的作用下介质内呈现大量电偶极子特性，打破介质的电中性而对外呈现电场源或等效电荷的现象，称为电介质的极化。所产生的等效电荷称为极化电荷，实际上就是上面所称的束缚电荷重新排列后对外的综合宏观电荷效应。对于一种电介质，外场越强，所产生的电偶极子的偶极矩越大，极化程度越强。

电介质被极化后，单位体积内的电偶极矩的总和称为极化强度，单位为库[仑]/米²。极化强度 \mathbf{P} 与该点合成场强 \mathbf{E} 成正比，即 $\mathbf{P} = \chi \epsilon_0 \mathbf{E}$ 。 χ 为相对极化率，对于一般介质，其为一个常数。该合成电场强度是指介质极化产生的电场强度与外电场强度之和。介质被极化，在介质内出现极化体电荷 ρ_p ，在介质表面出现极化面电荷 ρ_{ps} ，其与极化强度 \mathbf{P} 的关系为

$$\begin{aligned}\rho_p &= -\nabla \cdot \mathbf{P} \\ \rho_{ps} &= \mathbf{P} \cdot \mathbf{n}\end{aligned}$$

式中： \mathbf{n} 为介质表面的外法向单位矢量。

在没有自由电荷的均匀介质中，即介电常数不随空间变化的介质中，极化体电荷为零。因为，根据式(1.1-2)可知，在介质中电场强度的散度为零，再根据极化强度与电场强度的关系可知极化强度的散度也为零。

3.4 电介质的击穿

当外加电场增大到一定程度时，电介质内部的束缚电荷脱离分子的束缚而移动，形成自由电荷，产生较大的电流而造成电通路，破坏电介质的绝缘特性而变为导体，最后热损耗导致电介质损坏，这种现象称为电介质的击穿。

3.5 电位移与高斯通量定理的一般形式

在本章第1节中给出的高斯通量定理的积分形式式(1.1-1)一般仅适用于无限大均匀介质空间，确切说是仅适用于积分面不穿过多种介质的情况。如果空间中还存在另一种介质，且积分面穿过该介质，若右端项仍取自由电荷与介电常数之比，则不能正确表达各种介质对场的影响，实际上此时取哪个介电常数作为分母已成为明显问题。上面已经提到，电介质对场的影响可以通过介质中的极化电荷的效应

来表示。因此，具有不同电介质的电场，可以看成是自由电荷与极化电荷共同在真空中产生的场，即介质对场的影响转化为极化电荷作为场源。由此，高斯通量定理可写为

$$\oint_S \mathbf{E} \cdot d\mathbf{S} = \frac{1}{\epsilon_0} (\Sigma q + \Sigma q_p) \quad (1.1-13)$$

式中： q 与 q_p 分别为自由电荷与极化电荷。

由极化强度与极化体电荷密度的关系并利用散度定理可得，极化强度 \mathbf{P} 的闭合面积分等于闭合面内包含的总极化电荷的负值，即

$$\Sigma q_p = -\oint_S \mathbf{P} \cdot d\mathbf{S}$$

代入式(1.1-13)得

$$\oint_S \mathbf{E} \cdot d\mathbf{S} = \frac{1}{\epsilon_0} (\Sigma q - \oint_S \mathbf{P} \cdot d\mathbf{S})$$

所以

$$\oint_S (\epsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P}) \cdot d\mathbf{S} = \Sigma q$$

令

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P} \quad (1.1-14)$$

并称 \mathbf{D} 为电位移，单位为库[仑]/米²(C/m²)，它是描述电场的另一个物理量。用电位移表述的高斯通量定理为

$$\oint_S \mathbf{D} \cdot d\mathbf{S} = \Sigma q \quad (1.1-15)$$

式(1.1-15)表明，不论积分面包含几种介质，也不论积分面穿过几种介质，电位移在闭合面上的积分等于该面包含的自由电荷的代数和。其微分形式为

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (1.1-16)$$

虽然用电位移表述的高斯通量定理与介质无关，但这并不意味着电位移的分布与介质无关，只是积分结果与介质无关。

基于极化强度 \mathbf{P} 与电场强度 \mathbf{E} 的关系可得

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P} = \epsilon_0 \mathbf{E} + \chi \epsilon_0 \mathbf{E} = (1 + \chi) \epsilon_0 \mathbf{E}$$

令

$$(1 + \chi) \epsilon_0 = \epsilon_r \epsilon_0 = \epsilon$$

则

$$\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E} \quad (1.1-17)$$

式(1.1-17)称为电介质的成分方程或结构方程，它描述了介质的特性。由此，电位移也可定义为电场强度与介电常数的乘积。 ϵ_r 称为相对介电常数，是介质相对于真空介电常数的倍数。

若一种介质的介电常数 ϵ 为常数，不随电场强度而改变，则称其为线性介质，即在该介质中 \mathbf{E} 与 \mathbf{D} 成线性关系；若 ϵ 随电场强度而改变，则称其为非线性介质。若 ϵ 在各个方向上的值都相同，则称其为各向同性介质，此时 \mathbf{E} 与 \mathbf{D} 的方向相同；否则称为各向异性介质，此时 \mathbf{E} 与 \mathbf{D} 的方向可能不相同。一般电介质材料的非线性度和各向异性度很小，可视为线性、各向同性介质。

4 导体与静电场的屏蔽

静电场中的导体是一种特殊物质，它不仅对外加静电场产生影响，而且可以使得导体内的静电场降为零。对于闭合的导体壳，其对外部静电场可以达到完全屏蔽，即导体壳内部空间的电场会降为零。

4.1 静电场中导体的特性

导体中含有大量自由电荷，导体处于外加电场中，其自由电荷将移动，积累在导体表面，并建立电场，直至其表面电荷建立的电场与外加电场在导体内处处相抵消为止，这样才进入静态。静电场中导体具有以下性质：导体内处处电场强度为零；根据 $\mathbf{E} = -\nabla \varphi$ ，则电位 φ 必是常量，即静电场中导体必为一等位体；导体表面是等位面，面上电场强度的

方向一定与导体表面垂直；电荷只能分布于其表面。若导体表面任一点的电荷面密度为 ρ_S ，则该点的电位移大小为 $D=\rho_S$ ，方向垂直于导体表面。

4.2 静电场的屏蔽

根据静电场中导体的特性，可以分析封闭导体壳对静电场的屏蔽作用。如果场源在封闭导体壳的外部，则无论导体壳是否接地，其内部的静电场一定为零，可以实现完全屏蔽。

若场源在导体壳的内部，只有将导体壳接地，才能实现完全屏蔽。这是因为接地后导体壳与大地以及两者之间的空间各点电位相等。此时可以将大地表面与导体外壳合起来视为一个无限大的导体表面，内部电荷在导体外壳上感应的电荷会分布在这个无限大表面上，从而使导体外壳上电荷的总量趋于零，壳外部没有电场。若导体壳不接地，感应的电荷会分布在导体外表面上，壳外的电场不为零。但电场可能与没有导体壳时的分布不同。壳上和壳外的场分布取决于壳的表面形状，向外鼓起的部分，曲率越大电荷密度越大，场强越大。反之亦然。向内凹的曲面情况相反。如果导体壳外表面为各处曲率相等的球形，则无论壳内的源如何分布，壳外的场一定等于将源视为点电荷置于球心处所产生的场分布，使场的分布均匀化。这是在高压尖角电极处设置光滑形均压罩的理论依据。

5 静电场的基本方程与介质界面条件

连续介质中静电场的分布规律由静电场的基本方程描述，介质不连续的界面两侧场量的变化特性由介质界面条件描述。原则上讲，结合介质界面条件与场域的边界条件求解基本方程，可以得到所有问题的场分布结果。

5.1 静电场的基本方程

电场强度的闭合环路线积分等于零称为静电场的环路定理。因为电场强度的线积分为电位，所以从电位的单值性不难理解环路定理。环路定理与高斯通量定理表述了静电场的基本特性，这两个定理的数学表达式为描述静电场的基本方程，即

$$\oint_S \mathbf{D} \cdot d\mathbf{S} = q \quad (1.1-18)$$

$$\oint_l \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = 0 \quad (1.1-19)$$

利用矢量场论中的斯托克斯定理可将式 (1.1-19) 变为微分形式。斯托克斯定理为：一个矢量函数在一个闭合曲线 l 上的线积分，等于该函数取旋度后在 l 包围的面积上的面积分，即

$$\oint_l \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = \iint_S (\nabla \times \mathbf{E}) \cdot d\mathbf{S}$$

由此得

$$\begin{aligned} \iint_S (\nabla \times \mathbf{E}) \cdot d\mathbf{S} &= 0 \\ \nabla \times \mathbf{E} &= 0 \end{aligned} \quad (1.1-20)$$

式 (1.1-20) 加上前面介绍的高斯通量定理的微分形式

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (1.1-21)$$

再加上介质的成分方程

$$\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E} \quad (1.1-22)$$

构成了表述静电场问题的基本方程组。在直角坐标系下，散度与旋度的形式为

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \frac{\partial D_x}{\partial x} + \frac{\partial D_y}{\partial y} + \frac{\partial D_z}{\partial z}$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = \begin{vmatrix} \mathbf{i} & \mathbf{j} & \mathbf{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ E_x & E_y & E_z \end{vmatrix}$$

5.2 介质界面条件

对于静电场基本方程组的微分形式，场量一定要连续，否则微分式无意义。在不同介质交界面上，场一般是不连续的，因此在交界面上需要另外给出场量的约束关系，即介质界面条件。由静电场基本方程的积分形式，可以得到场量在介质界面两侧的关系为：电场强度的切向分量连续，电位移的法向分量之差等于界面上的自由电荷面密度；若没有自由面电荷，则电位移的法向分量连续。其表达式为

$$E_{1t} = E_{2t} \quad (1.1-23)$$

$$D_{2n} - D_{1n} = \rho_s \quad (1.1-24)$$

电场强度的切向分量连续等价于电位连续，即交界面两侧的电位相等；再将电位移的法向分量界面关系用电位表示，可得电位函数的界面条件为（设界面上无自由面电荷密度）

$$\varphi_1 = \varphi_2 \quad (1.1-25)$$

$$\epsilon_1 \frac{\partial \varphi_1}{\partial n} = \epsilon_2 \frac{\partial \varphi_2}{\partial n} \quad (1.1-26)$$

6 电位满足的方程与边值问题

由场的基本方程组可以得到电位满足泊松方程，结合场域的边界条件构成求解电位分布的边值问题。原则上讲，通过求解该边值问题可以得到任意场域的电位分布。只是对于边界复杂的场域，不易得到边值问题偏微分方程的特解。在此情况下要用数值计算方法。

6.1 电位满足的方程

基于静电场基本方程组的微分形式，再利用电位与电场强度的关系式 $\mathbf{E} = -\nabla\varphi$ ，可得任意点上电位函数所满足的微分方程。实际上，将电位定义为 $\mathbf{E} = -\nabla\varphi$ ，就可以使得静电场基本方程组中的环路定理即式 (1.1-20) 自动得到满足，因为任意一个标量函数的梯度再求旋度一定为零，即不论电位函数是否原问题的电位函数，或者说不论电位是否正确，它都能满足电场无旋的特性。因此，为了确定电位，为了用电位表述静电场基本方程组，只需使电位满足高斯通量定理和成分方程。因此有

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \nabla \cdot (\epsilon \mathbf{E}) = -\nabla \cdot (\epsilon \nabla \varphi) = \rho$$

在均匀线性介质中有

$$\nabla^2 \varphi = -\rho/\epsilon \quad (1.1-27)$$

式 (1.1-27) 称为泊松方程。对于电荷为零的点，变为齐次方程，称为拉普拉斯方程。由此便将静电场的矢量微分方程组转换成了一个标量电位函数的微分方程。先由泊松方程求电位，然后再由电位求场强的方法可以大大简化计算，是静电场工程问题求解的常用方法。一般基于有限元或边界元方法编制的静电场计算机软件均采用先求电位的方法。

6.2 电位的边值问题

将满足一定边界条件的微分方程的求解问题，称为边值问题。求解场域在给定边界条件下式 (1.1-27) 的解，即为电位函数的边值问题。对所有静电场问题，原则上都可以通过求解该方程得到电位函数的通解，然后利用边界条件和介质界面条件确定通解中的常数，以得到特解。得到通解并

不困难,但利用边界条件确定特解,对于较复杂的场域形状有时难以实现。这就是为什么对于场域形状较复杂的实际问题,得不到电位的解析表达式(多数情况下表达式根本不存在),不得不采用数值计算方法进行近似计算,仅得到一些离散点上的数值,而不是函数表达式。

对于电位问题,要使问题具有唯一解,在场域的所有边界的各个部分必须给定三类边界条件之一。第一类边界条件为电位已知,第二类为电位的法向导数已知,第三类为两者之线性组合为已知。

6.3 两层介质的平板间电场计算

为了进一步阐述边值问题以及场源关系,下面利用不同方法计算平板电容中的电场(忽略边缘效应)。电容极板的面积为 S ,两层介质的厚度为 d_1 和 d_2 ,两极板间加有电压 U_0 (见图1.1-3)。由此结果还可以分析介质对场强的影响以及放置介质后对系统的击穿强度的改变情况。

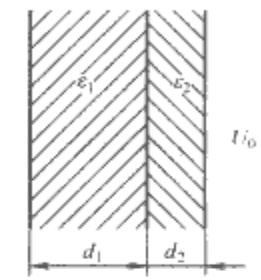


图 1.1-3 具有两种介质的平板电容

设加电压后使得两极板上各带有电荷 q ,但符号相反。电场仅有垂直于交界面的分量,即对于交界面而言,电场仅有法向分量。根据电位移法向连续的特性可知,两种介质中的电位移相等。根据上面给出的导体表面电位移等于自由电荷面密度的关系,也可以得知两种介质中的电位移相等,并且有 $D_1 = D_2 = \rho_S = q/S$ 。从而有 $E_1 = \rho_S/\epsilon_1$, $E_2 = \rho_S/\epsilon_2$ 。根据电压等于电场强度的积分,且取从正极板到负极板的直线为积分路径,并利用在每种介质中场强的均匀性,可得 $U = E_1 d_1 + E_2 d_2$ 。因此有 $U = \rho_S (d_1/\epsilon_1 + d_2/\epsilon_2)$,最后结果为

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= \frac{\epsilon_2}{\epsilon_1 d_2 + \epsilon_2 d_1} U_0 \\ E_2 &= \frac{\epsilon_1}{\epsilon_1 d_2 + \epsilon_2 d_1} U_0 \end{aligned} \right\} \quad (1.1-28)$$

下面再利用边值问题求解。如图1.1-3所示,设左侧极板为坐标原点, x 轴指向右方。可知电位仅为 x 的函数,因为忽略了极板的边缘效应。此问题为一维问题,相应的微分方程容易求解。设两种介质中的电位函数分别为 $\varphi_1(x)$ 和 $\varphi_2(x)$,并设左侧极板的电位为零,右侧极板上为第一类边界条件 $\varphi_2 = U_0$,因此电位满足的方程与边界和界面条件为

$$\begin{aligned} \nabla^2 \varphi_1 &= \frac{\partial^2 \varphi_1}{\partial x^2} = 0 && \text{在子区域1内} \\ \nabla^2 \varphi_2 &= \frac{\partial^2 \varphi_2}{\partial x^2} = 0 && \text{在子区域2内} \\ \varphi_1|_{x=0} &= 0 && \text{在左边界上} \\ \varphi_2|_{x=d_1+d_2} &= U_0 && \text{在右边界上} \\ \varphi_1|_{x=d_1} &= \varphi_2|_{x=d_1} && \text{在交界面上} \\ \epsilon_1 \frac{\partial \varphi_1}{\partial x} \Big|_{x=d_1} &= \epsilon_2 \frac{\partial \varphi_2}{\partial x} \Big|_{x=d_1} && \text{在交界面上} \end{aligned}$$

解上面的微分方程可以得到电位函数的通解为

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= C_1 x + C_2 \\ \varphi_2 &= C_3 x + C_4 \end{aligned}$$

利用给定的两个边界条件和两个界面条件可以确定式中的四个常数,从而得

$$\varphi_1 = \frac{U_0}{d_1 + d_2} x \quad (1.1-29)$$

$$\varphi_2 = \frac{U_0}{d_1 + d_2} \left[\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} x + d_1 \left(1 - \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \right) \right] \quad (1.1-30)$$

对式(1.1-29)、式(1.1-30)求导可以得到与式(1.1-28)相同的电场强度结果。

实际工程中常见的问题是极板上电压固定。在此情况下,若极板中均匀填满一种介质,则无论介质的介电常数为何,电场强度值不变,均为电压除以极板间距。虽然场强不变,但若介质的绝缘强度(击穿场强)增加,则可以提高系统的绝缘强度。

若在极板间的一部分填充一种介质,而剩余部分为空气,如将 ϵ_1 改为 ϵ_0 ,且 $\epsilon_2 > \epsilon_0$,介质的绝缘强度大于空气。则由上面电场强度的结果可以看出,相对于整个空间都是空气时的电场强度 $E = U_0/(d_1 + d_2)$,放入介质后介质中的场强减小,而空气区的场强提高。由此可以看出,此种情况降低了系统的绝缘强度,空气区可能被击穿。所以在极板表面覆盖介质层时,介质与极板间不能留有空隙。

然而,若将平行板结构改为球形或柱形结构,且在内球(柱)电极表面覆盖一层适当厚度的介质,则可以使得整个空间的电场强度降低。因为在没有加介质前,内球(柱)电极及附近的场强大于其他区域,加介质后会减小该区的场强,从而可以减小场域中的最大场强。但所留下的空气区域的最大场强会增加。整个系统的绝缘强度要视所加介质的尺寸及其介电常数和击穿场强而定,添加合适的介质会增加系统的绝缘强度,但添加不当也可能会降低绝缘强度。下一节的同轴圆柱和同心球的电场计算结果与分析将进一步论述该问题。

7 几种典型结构的电场计算公式

前面已经给出了点电荷的电场式(1.1-3)、无限长线电荷的电场式(1.1-5)和两层介质的平板电容中的电场式(1.1-28)。下面再给出几种典型结构的电场计算公式。

7.1 有限长线电荷的场

有限长线电荷的场如图1.1-4所示,电荷长度为 l ,线电荷密度为 τ , P 点的电场强度有沿 r 方向和 z 方向的分量,其表达式为

$$\left. \begin{aligned} E_r &= \frac{-\tau}{4\pi\epsilon_0 r} (\cos\theta_2 - \cos\theta_1) \\ E_z &= \frac{\tau}{4\pi\epsilon_0 r} (\sin\theta_2 - \sin\theta_1) \end{aligned} \right\} \quad (1.1-31)$$

式中 θ_1 与 θ_2 如图1.1-4中所示。

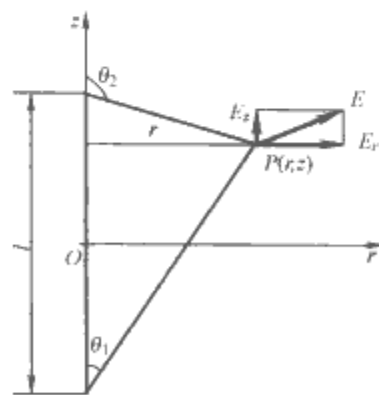


图 1.1-4 有限长线电荷的场

7.2 均匀场中两平行板间的电场

图1.1-5(a)为均匀场 E_0 中放置两块大导体平板。图1.1-5(b)与图1.1-5(c)分别为引入导体板后的电场与电

位分布示意图。导体内的电场强度一定为零。如果假设产生 E_0 的电荷保持不变, 且假设 E_0 是由与平板平行的无限大面电荷产生, 则导体外和两板间的电场强度仍为 E_0 ; 电位在导体内为恒值, 在导体外的分布仍然为线性, 其斜率与外加场电位的斜率相同, 只是左侧板的右半空间的电位幅值要略高于原电位。如果产生 E_0 的电压保持不变, 假设 E_0 是由位于两块板两侧与平板平行的两块无限大极板加电压产生的, 设极板间的距离为 D , 则加入两块导体板后, 导体外的电场强度将增加, 图中的电场强度应该为 $E = [D/(D-2d)]E_0$, 其中 d 为板的厚度。导体板之外电位的斜率有所增加。如果将两块板用导线相连, 则两块板间的电场变为零 (但端部仍有场强)。

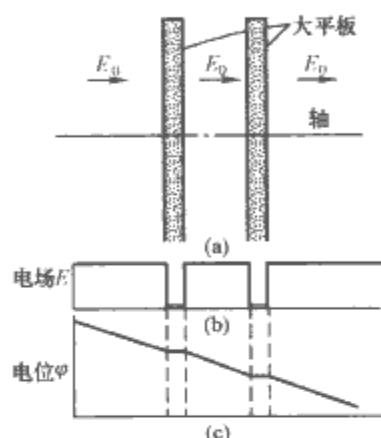


图 1.1-5 均匀场中平行板对电场与电位的影响

(a) 均匀场 E_0 中放置两块大导体平板;

(b) 引入导体板后的电场分布;

(c) 引入导体板后的电位分布

7.3 同轴圆柱电极间的电场

对于单心电缆模型, 设心线半径为 r_1 , 外皮内表面半径为 r_2 , 加有电压 U , 电缆中充满介质 ϵ , 则电场强度为

$$E = \frac{U}{r \ln(r_2/r_1)} \quad (1.1-32)$$

7.4 两层介质同轴圆柱电极间的电场

两层介质同轴圆柱电极及其电场与电位移分布如图 1.1-6 所示。若电缆中有两层绝缘物质, 分界面与电缆心线和外皮同轴。心线与外皮间加有电压 U 。在两种绝缘物质中的电场分别为

$$E_1 = \frac{U}{r \left(\ln \frac{r_2}{r_1} + \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \ln \frac{r_3}{r_2} \right)} \quad (1.1-33)$$

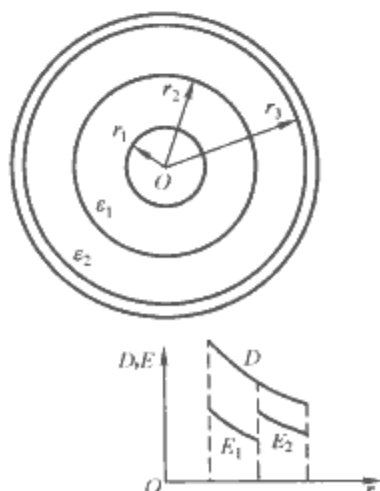


图 1.1-6 两层介质同轴圆柱电极及其电场与电位移分布

$$E_2 = \frac{U}{r \left(\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} \ln \frac{r_2}{r_1} + \ln \frac{r_3}{r_2} \right)} \quad (1.1-34)$$

在 $r=r_1$ 处 E_1 最大, 在 $r=r_2$ 处 E_2 最大, 如图 1.1-6 所示。若选择 $\epsilon_1 r_1 = \epsilon_2 r_2$ 时, 这两个最大值相等, 且等于

$$E_{\max} = \frac{U}{r_1 \ln \frac{r_2}{r_1} + r_2 \ln \frac{r_3}{r_2}} \quad (1.1-35)$$

这要比单层绝缘时的最大值 E'_{\max} 小。由式 (1.1-32) 可得

$$E'_{\max} = \frac{U}{r_1 \ln \frac{r_3}{r_1}} = \frac{U}{r_1 \ln \frac{r_2}{r_1} + r_1 \ln \frac{r_3}{r_2}}$$

因为 $r_2 > r_1$, 所以 $E_{\max} < E'_{\max}$ 。

无论单层介质电缆间的材料如何, 只要两层介质的介电常数满足 $\epsilon_1 r_1 = \epsilon_2 r_2$, 则两层介质电缆的绝缘强度都要大于单层电缆。这是多层介质电缆的一个优点。

7.5 同心球电极间的电场

设内球外表面与外球内表面的半径分别为 r_1 和 r_2 , 极板间充满介质 ϵ , 加有电压 U , 则电场强度为

$$E = \frac{r_1 r_2}{r^2 (r_2 - r_1)} U \quad (1.1-36)$$

7.6 两层介质同心球电极间的电场

设内球外表面与外球内表面的半径分别为 r_1 和 r_3 , 加有电压 U , 电极间有两层绝缘物质, 分界面为与电极同心的球面, 分界面半径为 r_2 。在两种绝缘物质中的电场分别为

$$E_1 = \frac{\epsilon_2 U}{r^2 [\epsilon_2 (1/r_1 - 1/r_2) + \epsilon_1 (1/r_2 - 1/r_3)]} \quad (1.1-37)$$

$$E_2 = \frac{\epsilon_1 U}{r^2 [\epsilon_2 (1/r_1 - 1/r_2) + \epsilon_1 (1/r_2 - 1/r_3)]} \quad (1.1-38)$$

在 $r=r_1$ 处 E_1 最大, 在 $r=r_2$ 处 E_2 最大。若选 $\epsilon_1 r_1^2 = \epsilon_2 r_2^2$, 这两个最大值相等, 且等于

$$E_{\max} = \frac{U}{r_1^2 (1/r_1 - 1/r_2) + r_2^2 (1/r_2 - 1/r_3)} \quad (1.1-39)$$

这要比单层绝缘时的最大值 E'_{\max} 小。由式 (1.1-36) 可得

$$E'_{\max} = \frac{U}{r_1^2 (1/r_1 - 1/r_3)} = \frac{U}{r_1^2 (1/r_1 - 1/r_2) + r_1^2 (1/r_2 - 1/r_3)}$$

8 电场能量与电场力

电场对于电荷具有作用力表明电场具有能量。电场力的求解, 可以利用库仑力的定义直接计算电场对电荷的作用力, 也可以通过能量对位移的变化率确定作用力, 由此可求解电场力的虚功法或虚位移法。

8.1 静电场的能量

电场的能量来源于建立电荷系统的过程中外界提供的能量。对于 n 个点电荷系统, 用电荷与电位表示的电场储能 [单位为焦耳 (J)] 为

$$W_e = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n \varphi_k q_k \quad (1.1-40)$$

式中: φ_k 为除 q_k 以外其他电荷在 q_k 处产生的电位。

对于两导体系统, 用电荷与电压及电容表示的电场储能为

$$W_e = \frac{1}{2} qU = \frac{1}{2} CU^2 = \frac{1}{2} q^2 / C \quad (1.1-41)$$

对于体电荷与面电荷分布的系统,用电荷与电位表示的电场储能为

$$W_e = \frac{1}{2} \iiint_V \rho \varphi dV + \frac{1}{2} \iint_S \rho_s \varphi dS \quad (1.1-42)$$

用式(1.1-42)计算能量仅需对有电荷的区域进行积分。用电场强度与电位移表示的能量为

$$W_e = \frac{1}{2} \iiint_V \mathbf{D} \cdot \mathbf{E} dV \quad (1.1-43)$$

电场分布在整個场域,式(1.1-43)中的积分是对整个场域进行积分。静电场能量的体密度为

$$w_e = \frac{1}{2} \mathbf{D} \cdot \mathbf{E} \quad (1.1-44)$$

8.2 库仑定律

库仑通过实验总结出了空气中两个静止电荷之间的作用力规律:作用力的大小与两电荷 q_1 和 q_2 的乘积成正比,与电荷间距 r 的平方成反比;力的方向沿电荷连线的方向,同性电荷相互排斥,异性电荷相互吸引。 q_1 对 q_2 的作用力为

$$\mathbf{f}_{21} = q_2 \frac{q_1}{4\pi\epsilon_0 r^2} \mathbf{r}_{12}^0 \quad (1.1-45)$$

式中: \mathbf{r}_{12}^0 为由 q_1 指向 q_2 的单位矢量;力的单位为牛顿(N)。

电场对电荷有作用力,可以移动电荷做功,这说明电场具有能量。

两电荷的相互作用是通过电场实现的,一个电荷的电场作用于另一个电荷。 q_2 所受的力等于 q_1 在 q_2 处的电场强度乘以 q_2 , 即 $\mathbf{f} = \mathbf{E}_1 q_2$, 其中

$$\mathbf{E}_1 = \frac{q_1}{4\pi\epsilon_0 r^2} \mathbf{r}_{12}^0 \quad (1.1-46)$$

由此可以看出,一个位于 P 点的电荷 q 所受的力,是除去该电荷以外的其他所有电荷在 P 点产生的电场强度乘以电荷 q 。该电场不包含 q 产生的电场。

8.3 计算电场力的虚位移法

带电体所受的电场力有使该物体移动的趋势,伴随该位移,电场将对物体做功,电场能量发生变化。带电体所受的电场力可以通过能量对位移的微分来计算,计算公式为

$$\mathbf{f} = \pm \frac{\partial W}{\partial \mathbf{g}} \quad (1.1-47)$$

式中: \mathbf{g} 为物体在电场力作用下可能移动的坐标,正负号表示力的方向。当物体移动时,若系统中各导体的电位保持不变,则取正号;当电荷保持不变时,取负号。当计算结果为正时表示受力方向使得位移 \mathbf{g} 增加,反之为减小。

对电容器来说,电场力的方向一定是使得系统的电容量增加。例如,两极板组成的系统,电场力的方向一定是使得极板间距减小。又如,若极板间为空气,极板外有一个介质体(其介电常数或电容率大于空气),则该介质体所受的电场力的方向一定是使介质进入极板间的吸力,其原因是介质的被吸入可以使电容增加。

9 电容与典型结构的电容计算式

电容是静电场中的一个重要参数,表征一定结构的电极和介质下,电极间加一定电压时,极板上所带的电荷量或场域中所储存的电场能量大小。一对电极可以构成一个电容。而多个电极间存在多个电容,称其为多导体间的部分电容。

9.1 两导体间的电容

若在两导体上分别放置等量异号电荷,设电荷值为 q ,该电荷产生的导体间的电压为 U ,则两导体组成的系统的电容为

$$C = q/U \quad (1.1-48)$$

电容的单位为法拉(F)。这个单位太大,很少有达到法拉级的实际电容器,故经常用微法($1\mu\text{F} = 10^{-6}\text{F}$)和微微法即皮法($1\text{pF} = 10^{-12}\text{F}$)。

电容的大小与两电极的几何形状、大小、相互位置和极间介质的介电常数或称电容率有关,与是否加电压无关。电容是导体系统的固有参数。电容的计算可以通过其定义式采取加电荷求电压,或加电压求电荷的方法进行计算。对于后者,可以通过导体表面的电荷密度求总电荷,也可以基于高斯通量定理,通过求包围导体的任一闭合曲面上电位移的面积分得到总电荷。另一种常用的求电容的方法是通过加电压求整个系统电场能量的方法,即

$$C = 2W/U^2 \quad (1.1-49)$$

若其中一个导体移至无限远,则剩下的一个导体就变成了一个孤立导体,其电容值等于电荷除以导体对于无限远处的电位。

9.2 多导体的部分电容

对于多个导体组成的系统,每两个导体之间均定义一个电容,形成一个电容网络。图1.1-7为四个导体的电场分布及其构成的电容网络(下侧的大地也视为一个导体),图1.1-7(a)给出了导体带有不同电位时的电力线与等位线分布。从场分布可以理解,每一对导体间的电容不仅取决于该对导体的大小、形状与间距,并且受其他导体的影响。

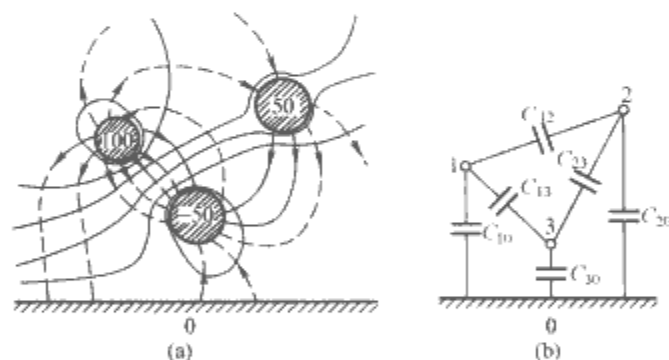


图 1.1-7 四个导体的电场分布及其构成的电容网络
(a) 导体带有不同电位时的电力线与等位线分布; (b) 电容网络

由 $n+1$ 个导体组成的系统,若在每个导体上放置一电荷,并设第 i 号导体的电荷为 q_i ,且所有电荷之和为零,选择一个导体为参考导体(如选 0 号导体),所有电荷产生的各导体相对于参考导体的电压与电荷的关系为

$$\left. \begin{aligned} q_1 &= C_{10}U_{10} + C_{12}U_{12} + \cdots + C_{1k}U_{1k} + \cdots + C_{1n}U_{1n} \\ &\cdots \\ q_k &= C_{k1}U_{k1} + C_{k2}U_{k2} + \cdots + C_{kk}U_{kk} + \cdots + C_{kn}U_{kn} \\ &\cdots \\ q_n &= C_{n1}U_{n1} + C_{n2}U_{n2} + \cdots + C_{nk}U_{nk} + \cdots + C_{nn}U_{nn} \end{aligned} \right\} \quad (1.1-50)$$

式中:系数 C 为部分电容; $C_{10}, C_{20}, \dots, C_{k0}, \dots, C_{n0}$ 为自有部分电容; $C_{12}, C_{23}, \dots, C_{kn}, \dots$ 为互有部分电容。所有部分电容都是正值,且 $C_{kj} = C_{jk}$ 。

9.3 电位系数与感应系数

为了求取部分电容,就要得到上面部分电容的定义式

(1.1-50), 即由电压与部分电容表示的各导体上的电荷。为了得到该关系式, 一般是先假设已知各导体上的电荷, 由电荷求各导体的电位, 然后由此解出用电位表示的电荷, 进而得到由电压表示的电荷及部分电容。由于电位满足叠加原理, 所以各电荷在一个导体上产生的电位可以通过各电荷的电位贡献叠加而成, 故各导体的电位可以表示为

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1 &= \alpha_{11}q_1 + \alpha_{12}q_2 + \cdots + \alpha_{1k}q_k + \cdots + \alpha_{1n}q_n \\ &\cdots \\ \varphi_k &= \alpha_{k1}q_1 + \alpha_{k2}q_2 + \cdots + \alpha_{kk}q_k + \cdots + \alpha_{kn}q_n \\ &\cdots \\ \varphi_n &= \alpha_{n1}q_1 + \alpha_{n2}q_2 + \cdots + \alpha_{nk}q_k + \cdots + \alpha_{nn}q_n \end{aligned} \right\} \quad (1.1-51)$$

$$\alpha_{kk} = \frac{\varphi_k}{q_k} \Big|_{q_1=\cdots=q_{k-1}=q_{k+1}=\cdots=q_n=0}$$

式中: α 为电位系数。

下标相同者即 α_{kk} 为自有电位系数, 它是当其他导体的电荷为 0 时, 第 k 个导体的电荷 q_k 在本导体上产生的电位与该电荷之比, 或者称其为单位电荷在自己导体上产生的电位值; α_{ij} 为互有电位系数, 它是当其他导体的电荷为零时, 第 j 个导体的电荷 q_j 在第 i 个导体上产生的电位与该电荷之比。

将上面由电位系数和电荷表示的电位方程的矩阵形式求逆, 可得

$$q = \alpha^{-1}\varphi = \beta\varphi \quad (1.1-52)$$

式中: β 为感应系数。

部分电容与感应系数的关系为 (以第 1 号导体对其他导体的部分电容为例)

$$C_{12} = -\beta_{12}, C_{13} = -\beta_{13}, \cdots, C_{1n} = -\beta_{1n} \quad (1.1-53)$$

$$C_{10} = \beta_{11} + \beta_{12} + \cdots + \beta_{1n} \quad (1.1-54)$$

9.4 多导体的工作电容

一个电容元件有两个端子。两导体构成的电容, 可由两个极板引出两个端子。对于多导体系统, 部分电容组成一个电容网络。有时对于一个多导体系统, 仅从两个导体上引出两个端子与外电路相连, 此时, 需要计算两端子的等效电容, 该电容称为多导体电容网络的工作电容。工作电容有时可以利用部分电容网络的电容串并联关系计算得到。例如, 图 1.1-7 (b) 中导体 1 对地部分电容为 C_{10} , 但如果该网络仅由导体 1 和大地作为与外电路的连接端子, 则可以将 6 个部分电容等效为一个工作电容。

9.5 平行板电容器

设极板面积为 S , 极间距为 d , 充满介电常数为 ϵ 的介质, 则电容为

$$C = \epsilon S/d \quad (1.1-55)$$

式 (1.1-55) 是在忽略边缘效应的情况下得到的, 即不考虑电场在电极端部的分布变化。

若在电容器中插入一块厚度为 t 的导体板, 且导体板与电极平行, 则电容变为

$$C = \epsilon S/(d-t) \quad (1.1-56)$$

插入一块不与电极连接的薄导体板对电容和电场的影响很小。

如果极板间放置两层介质, 介质的分界面与极板平行, 设介质的介电常数分别为 ϵ_1 和 ϵ_2 , 厚度分别为 d_1 和 d_2 , 则相当于两个电容串联, 其总电容为

$$C = \frac{\epsilon_1 \epsilon_2 S}{\epsilon_2 d_1 + \epsilon_1 d_2} \quad (1.1-57)$$

若介质交界面与极板垂直, 则相当于两个电容并联, 其总电容为两个电容之和。

9.6 同心球电容器

设内球外表面与外球内表面的半径分别为 r_a 和 r_b , 则电容为

$$C = 4\pi\epsilon r_a r_b / (r_b - r_a) \quad (1.1-58)$$

若外球壳趋于无限大, 则变为孤立导体球的电容为 $C = 4\pi\epsilon r_a$ 。

如果极板间有两层介质, 分界面为与电极同心的球面, 分界面半径为 r_b , 电极内球外表面与外球内表面的半径分别为 r_a 和 r_c , 内层介质与外层介质的介电常数分别为 ϵ_1 和 ϵ_2 , 相当于两个电容串联, 其总电容为

$$C = \frac{4\pi}{\frac{1}{\epsilon_1} \left(\frac{1}{r_a} - \frac{1}{r_b} \right) + \frac{1}{\epsilon_2} \left(\frac{1}{r_b} - \frac{1}{r_c} \right)} \quad (1.1-59)$$

9.7 两导体球构成的电容器

两导体球构成的电容器如图 1.1-8 所示。两导体球的球心间距为 d , 球的半径分别为 a_1 和 a_2 , 则电容为

$$C = \frac{4\pi\epsilon a_1 a_2 d}{(a_1 + a_2)d - 2a_1 a_2} \quad (1.1-60)$$

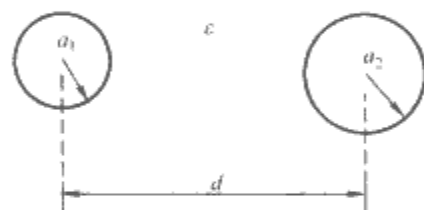


图 1.1-8 两导体球构成的电容器

9.8 同轴圆柱电容器

设内柱外表面与外柱内表面的半径分别为 r_a 和 r_b , 则单位长的电容为

$$C = 2\pi\epsilon / \ln(r_b/r_a) \quad (1.1-61)$$

如果极板间放置两种介质, 分界面为与电极同轴的圆柱面, 分界面半径为 r_b , 内外电极表面的半径分别为 r_a 和 r_c , 内层介质与外层介质的介电常数分别为 ϵ_1 和 ϵ_2 , 则其总电容为

$$C = \frac{2\pi}{\frac{1}{\epsilon_1} \ln \frac{r_b}{r_a} + \frac{1}{\epsilon_2} \ln \frac{r_c}{r_b}} \quad (1.1-62)$$

9.9 两导线间的电容

设导线中心间距为 d , 导线半径均为 a , 则单位长的电容为

$$C = \frac{\epsilon\pi}{\ln \left[\frac{d}{2a} + \sqrt{\left(\frac{d}{2a} \right)^2 - 1} \right]} \quad (1.1-63)$$

当 $d \gg a$ 时, 可取

$$C = \frac{\epsilon\pi}{\ln \frac{d}{a}} \quad (1.1-64)$$

若两导线半径分别为 a_1 和 a_2 , 且有 d 远大于 a_1 和 a_2 , 则单位长的电容为

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{(d-a_1)(d-a_2)}{a_1 a_2}} \quad (1.1-65)$$

9.10 单根有限长导线的电容

设导线长为 l ，截面半径为 a ，则其电容近似等于

$$C = \frac{2\pi\epsilon l}{\ln \frac{l}{a}} \quad (1.1-66)$$

9.11 三相制输电线的电容

三相输电线结构尺寸如图 1.1-9 所示。导线半径为 r ，其远小于导线间距。对应 Y 形接法，一相的单位长工作电容为

$$C_\varphi = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln \frac{2hd}{rd'}} = \left(\frac{0.0241}{\lg \frac{2hd}{rd'}} \times 10^{-6} \right) \text{ (F/km)} \quad (1.1-67)$$

式中

$$h = \sqrt[3]{h_1 h_2 h_3}$$

$$d' = \sqrt[3]{d_{12}' d_{23}' d_{31}'}$$

$$d = \sqrt[3]{d_{12} d_{23} d_{31}}$$

不考虑大地影响时为

$$C_\varphi = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln \frac{d}{r}} = \left(\frac{0.0241}{\lg \frac{d}{r}} \times 10^{-6} \right) \text{ (F/km)} \quad (1.1-68)$$

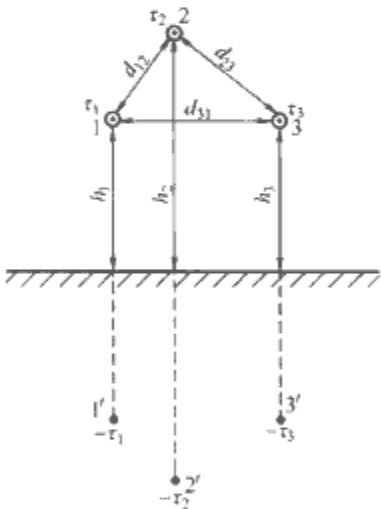


图 1.1-9 三相输电线结构尺寸

10 镜像法与电轴法

镜像法可以使一些看起来比较复杂的问题很容易地得到解决。它是由场域之外虚设的较简单的电荷分布来替代实际场域边界上复杂的电荷分布，将有限空间或多介质问题转化为无限大空间单介质问题，从而简化计算。镜像法的理论基础是解的唯一性定理，即只要在求解场域之外引入虚设电荷后，新场域模型的边界条件与原问题的边界条件相同，则镜像电荷的设置就是正确的，其解就与原问题一致。

10.1 点（线）电荷对零电位面的镜像

点（线）电荷下方为一个电位为零的无限大平面，如图 1.1-10 (a) 所示。平面上半空间的电场是由点电荷 q （或线密度为 τ 的线电荷）与平面上感应出的电荷共同产生的，而平面上的电荷分布是未知的。如果在关于平面对称的位置放置一个等量异号电荷，然后将整个空间都视为充满介质 ϵ ，则两个等量异号电荷可以产生一个与原问题相同的零等位面 [见图 1.1-10 (b) 所示]。所以镜像设置是正确的，且两个电荷在平面上方任意点产生的电场可以用叠加原理方便地求出。

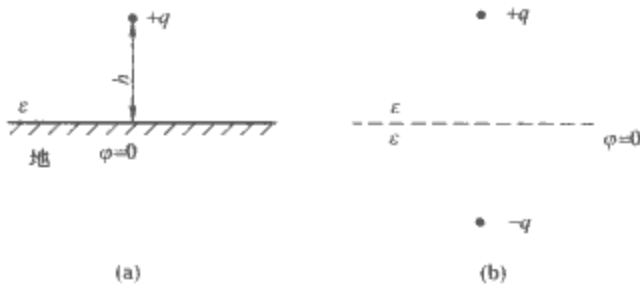


图 1.1-10 点电荷的镜像法
(a) 原问题；(b) 镜像结构

若点电荷 q 置于相互成直角的两个半无限大导电平面附近，如图 1.1-11 (a) 所示。其三个镜像电荷分布如图 1.1-11 (b) 所示。不难验证，四个电荷产生与原问题相同的零电位面。

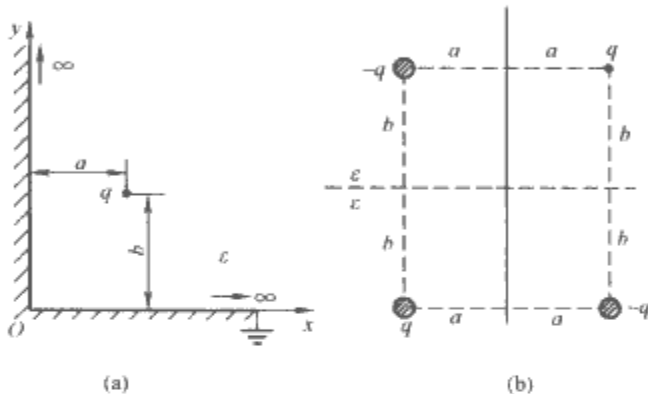


图 1.1-11 点电荷对直角导体的镜像法
(a) 原问题；(b) 镜像结构

10.2 点（线）电荷对介质交界面的镜像

有两种介质分别为 ϵ_1 和 ϵ_2 ，其分界面是一个无限大平面， ϵ_1 区置一点电荷 q （或线密度为 τ 的线电荷），如图 1.1-12 (a) 所示。对于 ϵ_1 区的电场，可以通过图 1.1-12 (b) 所示的镜像进行计算，即 ϵ_1 区中的电场可视为两个电荷在无限大均匀介质 ϵ_1 中的叠加。对于 ϵ_2 区的电场，可以通过图 1.1-12 (c) 所示的镜像进行计算，即将 ϵ_2 区中的电场视为一个镜像电荷在无限大均匀介质 ϵ_2 中的结果。镜像电荷的数值为

$$q' = \frac{\epsilon_1 - \epsilon_2}{\epsilon_1 + \epsilon_2} q \quad (\text{适用于 } \epsilon_1 \text{ 区}) \quad (1.1-69)$$

$$q'' = \frac{2\epsilon_2}{\epsilon_1 + \epsilon_2} q \quad (\text{适用于 } \epsilon_2 \text{ 区}) \quad (1.1-70)$$

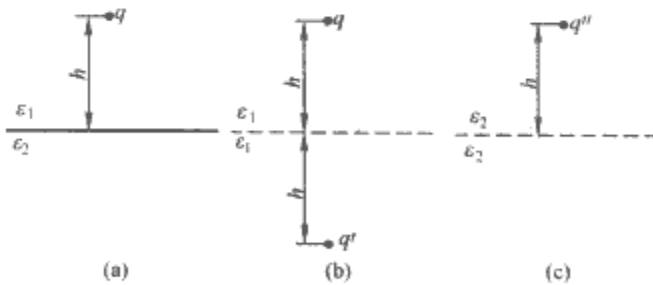


图 1.1-12 点电荷对介质交界面的镜像法
(a) 原问题；(b) 求解上半空间的镜像结构；
(c) 求解下半空间的镜像结构

10.3 点电荷对导体球的镜像

一个接地导体球附近有一个点电荷 q ，如图 1.1-13 (a) 所示。其镜像如图 1.1-13 (b) 所示，即导体外区域的电场可视为两个点电荷在无限大均匀介质 ϵ 中的叠加。镜像电荷的大小与位置坐标如下

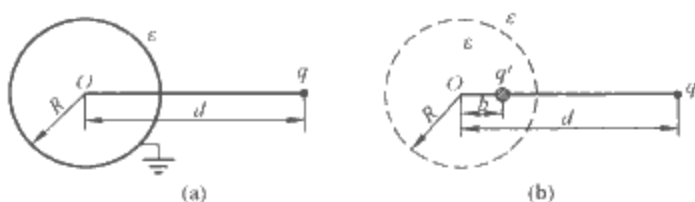


图 1.1-13 点电荷对导体球的镜像
(a) 原问题; (b) 镜像结构

$$q' = -\frac{R}{d}q \quad (1.1-71)$$

$$b = \frac{R^2}{d} \quad (1.1-72)$$

如果导体球不接地, 且原来不带电荷, 则需要上面镜像结构的基础上, 在球心加一个镜像电荷 $q'' = -q'$, 以保证球为等位面, 且包含导体球的闭合面内的总电荷为零。这都是原问题的条件。球外电场由三个点电荷的电场叠加而成。

如果导体球为球壳, 内半径为 R_1 , 外半径为 R_2 , 非同心, 距内球心 b 处有一点电荷 q , 如图 1.1-14 (a) 所示。则求解球壳内电场的镜像结构如图 1.1-14 (b) 所示, 即在距离内球心 d 处放置一个镜像 q_1 , 且有

$$q_1 = -\frac{R_1}{b}q \quad (1.1-73)$$

$$d = \frac{R_1^2}{b} \quad (1.1-74)$$

球外区域的电场相当于将点电荷 q 放在半径为 R_2 的圆心处产生的电场。如果要求解以无限远为参考点的电位, 则先利用放置在 R_2 的圆心处的 q 求出外球面的电位, 则根据导体电位相等的特性得到内球面的电位, 即 $\varphi_{R1} = \varphi_{R2} = q/(4\pi\epsilon R_2)$ 。球壳内任一点的电位等于从该点至内球面对电场强度积分, 再加上 φ_{R1} 。如果球壳接地, 则球壳内的场强仍用上面的镜像计算, 但球壳外的电场为零。

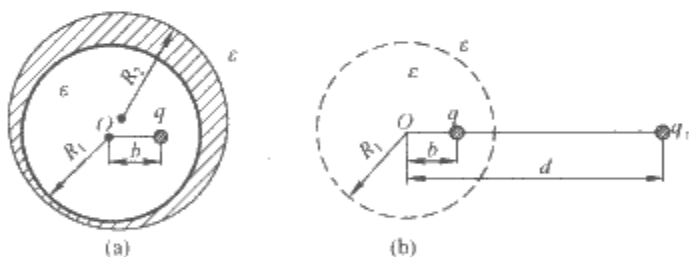


图 1.1-14 球壳内点电荷的镜像
(a) 原问题; (b) 镜像结构

10.4 线电荷对导体圆柱的镜像

类似于图 1.1-13 (a), 一无限长接地导体圆柱附近有一无限长线电荷 τ 。其镜像类似于图 1.1-13 (b) 所示, 镜像电荷的大小为 $-\tau$, 位置坐标仍然为

$$b = \frac{R^2}{d} \quad (1.1-75)$$

可利用两个线电荷计算电场, 但计算电位时是将参考点设在圆柱面上。当圆柱不接地悬空时, 除了上面的镜像外, 还要在圆柱轴心放置一个电荷 τ 。

10.5 线电荷对介质圆柱的镜像

类似于图 1.1-13 (a), 一无限长介质圆柱附近有一无限长线电荷 τ , 圆柱外与圆柱内的介电常数分别为 ϵ_1 和 ϵ_2 。求解圆柱外区域的电场时, 在圆柱轴心放置一个线电荷 τ' , 在与上例相同的镜像点放置一个线电荷 $-\tau'$, 并有

$$\tau' = \frac{\epsilon_2 - \epsilon_1}{\epsilon_2 + \epsilon_1} \tau \quad (1.1-76)$$

且将整个求解区域设为介电常数 ϵ_1 。求解圆柱内区域时, 在原电荷的位置处放置一个线电荷

$$\tau'' = \frac{2\epsilon_2}{\epsilon_2 + \epsilon_1} \tau \quad (1.1-77)$$

且将整个求解区域设为介电常数 ϵ_2 。

10.6 电轴法

对于两根相互靠近的长直传输线周围的电场, 或两个嵌套在一起的非同心圆柱导体壳之间的电场计算可以采用电轴法。电轴法的理论基础是, 一对等量异号线电荷产生的电位, 等位面为不同心的圆柱面族, 如图 1.1-15 所示。电位表达式已由式 (1.1-11) 给出。

基于两线电荷形成的等位面分布可知, 如果两个导线或圆柱导体壳正好位于两个等位面上, 且导体为正负电极的两个电极, 则其产生的电场可以由这两个线电荷计算。将导体上的电荷分布用位于一个固定位置的线电荷替代的方法, 称为电轴法。线电荷所处的位置称为该圆柱的电轴。

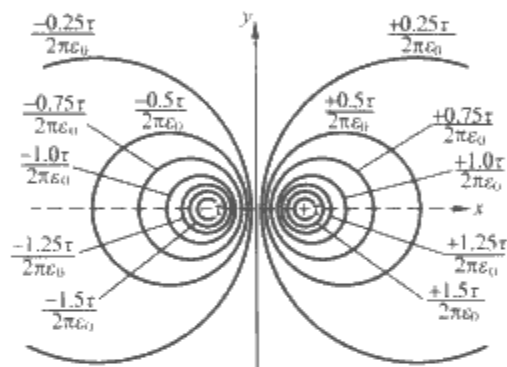


图 1.1-15 一对等量异号线电荷产生的等位线

设某个圆柱的轴心, 即二维图中的圆心坐标为 $(h, 0)$, 圆的半径为 a , 两线电荷的间距为 $2b$, 或线电荷到坐标原点的距离为 b , 如图 1.1-16 中的 h_1 、 a_1 、 b 或 h_2 、 a_2 、 b 。则三个量之间存在如下关系

$$h^2 = a^2 + b^2 \quad (1.1-78)$$

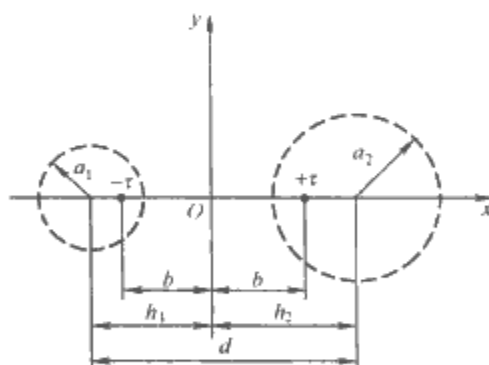


图 1.1-16 圆柱半径和轴心位置与线电荷位置之间的关系

10.7 半径相同的两导体圆柱的电轴法

如图 1.1-17 (a) 所示, 两个半径均为 a , 相距 $2h$ 的长直圆柱导体, 若已知导体上带有等量异号电荷, 线电荷密度为 τ 。则求解空间中电场可以通过图 1.1-17 (b) 所示的两个线电荷叠加计算, 图 1.1-17 中 $b = (h^2 - a^2)^{1/2}$ 。

如果已知两导体间的电位差为 $2U$, 则可以将电荷用电压表示为 $\tau = 2\pi\epsilon U \ln[(a-d)/(2b+d-a)]$, 其中 $d = h - b$ 。

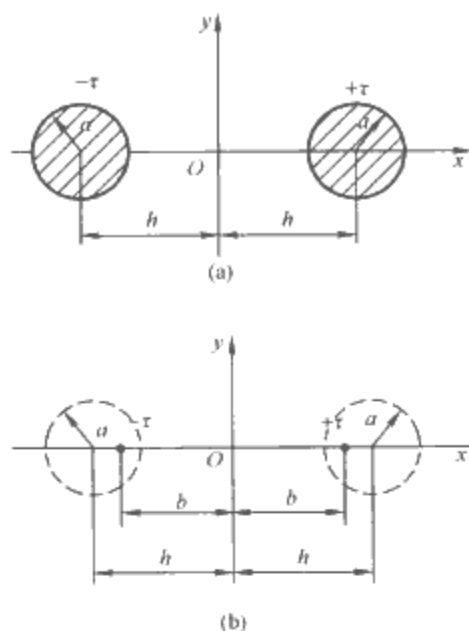


图 1.1-17 两半径相同的圆柱形导体的电轴
(a) 原问题; (b) 电轴位置

10.8 半径不同的两导体圆柱的电轴法

如图 1.1-16 所示, 两个半径分别为 a_1 和 a_2 , 相距 d 的长直圆柱导体, 若已知导体上带有等量异号电荷, 线电荷密度为 τ 。则求解空间中电场可以通过图 1.1-16 中所示的两个线电荷叠加计算, 图 1.1-16 中

$$\left. \begin{aligned} h_1 &= \frac{d^2 + a_1^2 - a_2^2}{2d} \\ h_2 &= \frac{d^2 - a_1^2 + a_2^2}{2d} \\ b &= \sqrt{h_1^2 - a_1^2} \end{aligned} \right\} \quad (1.1-79)$$

如果已知两导体间的电位差为 U , 则可以将电荷用电压表示为

$$\begin{aligned} \tau &= 2\pi\epsilon U \ln \left[\frac{(a_2 - d_2)/(2b + d_2 - a_2) \times (a_1 - d_1)/(2b + d_1 - a_1)}{1} \right] \\ d_1 &= h_1 - b \\ d_2 &= h_2 - b \end{aligned} \quad (1.1-80)$$

10.9 嵌套在一起的两非同轴圆柱导体壳间的电场

对于图 1.1-18 (a) 所示的两不同轴的长直圆柱导体, 若已知导体上带有等量异号电荷, 线电荷密度为 τ 。则求解其中间部分电场可以通过图 1.1-18 (b) 所示的两个线电荷叠加计算, 图 1.1-18 中

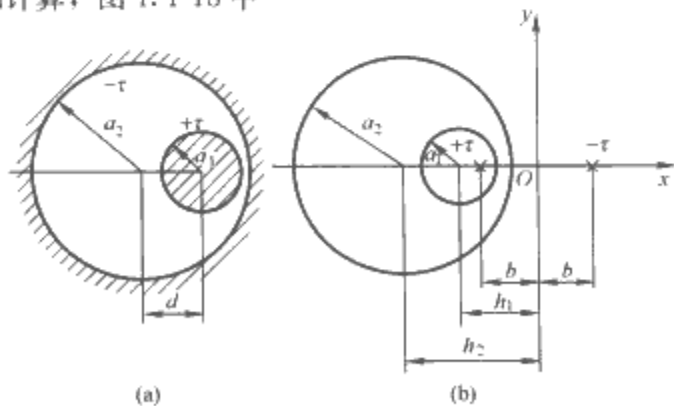


图 1.1-18 嵌套在一起的两非同轴圆柱导体壳间的电场计算
(a) 原问题; (b) 电轴位置

$$\left. \begin{aligned} h_1 &= \frac{a_2^2 - a_1^2 - d^2}{2d} \\ h_2 &= \frac{a_2^2 - a_1^2 + d^2}{2d} \\ b &= \sqrt{h_1^2 - a_1^2} \end{aligned} \right\} \quad (1.1-81)$$

10.10 逐次镜像法

逐次镜像法可用来求解输电线的电场。图 1.1-17 所示的两根圆柱导线的电场, 可以通过在导体内设置两个电轴而精确计算, 可以使得导线表面为等位面。但对于多根导线, 由于导线间的相互影响, 没有一个确切位置的电轴能够使得所有导线表面均为等位面。必须设置多个镜像电荷, 理论上需要无限多个。但为了满足一定的计算精度, 可以设置有限多个镜像电荷, 一种设置多个电荷的方法称为逐次镜像法。

逐次镜像法的基本思想是, 对于一个静电独立系统 (即总电荷之和为零), 有 N 个相互靠近的无限长圆柱导线, 若采用 k 次的逐次镜像法, 就在每个导线内放置 $(N-1)^k$ 个线电荷。在一个导体内放置的 $(N-1)^k$ 个线电荷, 是 $k-1$ 次逐次镜像法放置在其他每个导线中的 $(N-1)^{k-1}$ 个电荷相对于该导体的镜像。因为其他导体的个数为 $N-1$, 所以总镜像电荷数为 $(N-1) \times (N-1)^{k-1} = (N-1)^k$ 个。镜像电荷是原电荷的负值, 镜像电荷距圆柱轴心的距离由式 (1.1-75) 给定, 即 $b = R^2/d$, 其中 R 为圆柱导线的半径, d 为原线电荷距导线轴线的距离。逐次镜像法的次数可以由导线表面电位的均匀程度要求而定。在电力输电线计算中, 一般采用 2 次逐次镜像法便可以得到足够的计算精度。下面以大地上方两根输电线为例说明 0 次、1 次和 2 次逐次镜像法。

设两导体上的线电荷分别为 τ_1 和 τ_2 (对于静电独立系统必有 $\tau_2 = -\tau_1$)。图 1.1-19 (a) 为替代大地影响而设置的镜像。总导线数为 $N=4$ 。

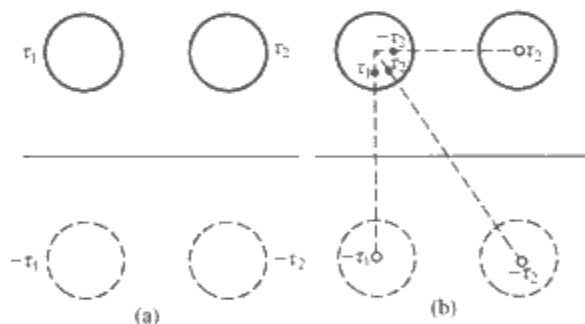


图 1.1-19 两导线模型与逐步镜像法

第 1 步在一个导体中设置电轴

(a) 对大地的镜像结构; (b) 逐步镜像电轴位置

(1) 0 次镜像法。将每个导体上的电荷放置在轴线上, 称为 0 次逐次镜像法。

(2) 1 次镜像法。在每根导线内设置 $(N-1)^1 = 3$ 个电荷。在一个导体中放置的 3 个电荷是位于其他 3 个导线轴线上的电荷的镜像, 如图 1.1-19 (b) 所示。对于其他三个导线采用类似的方法放置电荷。注意: 导线轴线上的电荷是 0 次镜像法放置的电荷, 它仅用来确定 1 次镜像法的镜像, 不属于 1 次镜像法的电荷, 1 次镜像法的电荷数是 3 个。以下类似。

(3) 2 次镜像法。在每根导线内设置 $(N-1)^2 = 9$ 个电荷。在一个导体中放置的 9 个电荷是位于其他 3 个导体中的 1 次镜像法的 3 个电荷的镜像。

镜像电荷位置坐标的确定通式为, 设所要设置电荷的导

线轴心位置的矢径为 p_i ，导线半径为 r_i ，针对于导线外位于矢径 p_j 处的电荷设置镜像，则镜像的位置矢径为

$$m_{ji} = p_i + \frac{p_j - p_i}{|p_j - p_i|^2} r_i^2 \tag{1.1-82}$$

根据前面介绍的一根无限长线电荷在距离其 r 处产生的电位，即式 (1.1-12)

$$\varphi = \frac{\tau}{2\pi\epsilon_0} \ln r$$

将每个电荷的电位贡献叠加可得任一点的电位。

若已知的是导线电位，则需要将电荷用电位表示或求出电荷值。由于每个镜像的电荷量均为其对应的原电荷的负值，所以无论设置多少个镜像，电荷未知量数总为导体数，即 N 个；对于静电独立系统，电荷未知量数为 $N-1$ ；若 N 为针对大地设置镜像后的总导线数，则电荷未知量数为 $N/2$ 。根据已知电位，先通过所有镜像电荷叠加的方法列出电荷产生的各电位，选导线表面上任意点作为导线电位点即可，然后合并电荷值相同的各项，将方程的矩阵形式求逆，便可得到用电位表示的电荷，并可求出各导线上的电荷值。此步骤就是先求电位系数，再求感应系数的过程。

根据一根无限长线电荷电场强度表达式，即式 (1.1-5)

$$E = \frac{\tau}{2\pi r \epsilon_0} r^0$$

将每个电轴的电场贡献叠加，可得到任一点的电场。注意此为矢量相加。

11 常见绝缘材料的介电常数与电介质强度及漏电阻率

电介质强度也叫电介质的击穿强度，是使电介质发生击穿的临界电场强度。常见绝缘材料的介电性能见表 1.1-1。

表 1.1-1 常见绝缘材料的介电性能
(常温、低频下的近似值)

| 材料名称 | 相对介电常数 ϵ_r | 电介质强度 (MV/m) | 漏电阻率 ($\Omega \cdot m$) |
|--------------------------------|-----------------------|---------------------|---------------------------|
| 空气 ($1.01 \times 10^5 Pa$) | 1.000 537 | 3 | 10^{16} |
| 六氟化硫 ($1.01 \times 10^5 Pa$) | 1.002 | 7~9 | |
| 水 | 79.63 | | |
| 矿物绝缘油 | 2.2 | 14~20 | $10^{10} \sim 10^{11}$ |
| 石蜡 | 2.0~2.5 | 30 | $10^{13} \sim 10^{15}$ |
| 氧化铝 | 8.8 | 6 | |
| 电缆纸 (干) | 1.9~2.8 | 30~60 | $10^8 \sim 10^{14}$ |
| 碱玻璃 | 5.3~7 | 20~40 | $10^{11} \sim 10^{12}$ |
| 天然橡胶 | 2.5~3 | 20~30 | $10^{13} \sim 10^{15}$ |
| 高低压电瓷 | 5.2~6 | 25~35 | $10^{13} \sim 10^{14}$ |
| 白云母 | 5.4~8.7 | 200 (20 μm 薄膜) | $10^{12} \sim 10^{14}$ |
| 石英 晶轴 | 4.27 | | 10^{12} |
| 石英 \perp 晶轴 | 4.34 | | 3×10^{14} |
| 熔凝石英 | 3.4~4 | | |
| 石英玻璃 | 3.8 | 20~40 | $10^{13} \sim 10^{15}$ |
| 聚氯乙烯 | 3~3.5 | 10~20 | $\approx 10^{11}$ |
| 尼龙 | 4.3~5.7 | 15~20 | |
| 环氧树脂 (固化) | 3.7 | 20~30 | $10^{14} \sim 10^{15}$ |
| 酚醛电木 | 4.5 | 21~30 | $10^8 \sim 10^{14}$ |
| 聚乙烯 | 2.2~2.4 | 20~30 | $10^{14} \sim 10^{15}$ |
| 聚苯乙烯 | 2.5~2.6 | 20~30 | $10^{15} \sim 10^{16}$ |
| 聚丙烯 | 2.0~2.6 | 30 | $10^{13} \sim 10^{14}$ |
| 聚四氟乙烯 | 2~2.2 | 20~30 | $10^{15} \sim 10^{16}$ |
| 氨 (液态) | 22 (-34 $^{\circ}C$) | | |
| 钛酸钡 | 1300 | | |

第2章 恒定电场

当导电媒质或导体中存在恒定电流时,导体内部存在电场,该电场称为恒定电场,即恒定电流对应的导体内部的电场称为恒定电场。对于均匀导电媒质,尽管媒质内有电流,但对于任意一点或包围该点的小闭合面内总电荷为零,即导体内部不存在电荷。导体内的电场是由导体表面上分布的电荷所产生,且电荷的分布恰好能维持导体内具有恒定电流。该电荷也会在导体外的空间产生电场,其具有静电场的特性。由于此时导体不是等位体,所以导体外表面上的电场不垂直于导体表面。

1 导体内电流与电流密度

导体内有电流是因为导体内存在电场,电场使得导体内的自由电荷运动形成电流。用电流密度矢量描述电流场的分布。

1.1 电流

在电场的作用下,电荷在导电媒质或不导电的空间中有规则的运动形成电流,前者称为传导电流,后者称为运流电流。如果电荷的运动不随时间变化,所形成的电流称为恒定电流,即通常所说的直流。单位时间内通过某面积的电荷量 q 称为通过该面积的电流强度,简称电流,其定义为

$$I = dq/dt \quad (1.2-1)$$

电流的单位是安(A), $1A=1C/s$ 。

1.2 电流密度矢量

电流是定义在一个面上的物理量。而不同点上电荷的密度或运动情况可能会不同。描述一个点上的电荷运动情况或表述电流的分布,采用电流密度矢量,其定义为

$$\mathbf{J} = \rho \mathbf{v} \quad (1.2-2)$$

式中: ρ 为电荷体密度; \mathbf{v} 为电荷移动的速度。

电流密度矢量也可以定义为:在某一观察点处,取该点正电荷运动的方向为 \mathbf{n} ,取一面积元 dS ,其法线方向 \mathbf{n} 一致,如通过 dS 的电流为 dI ,则该点处电流密度矢量为

$$\mathbf{J} = \frac{dI}{dS} \mathbf{n} \quad (1.2-3)$$

其单位为安/米²(A/m²)。由式(1.2-3)可得

$$I = \iint_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} \quad (1.2-4)$$

即电流是电流密度在曲面 S 上的通量。另外,应注意这里电流是分布在一个体积中的,为体电流,电流密度的意义是体电流的面密度。

1.3 电流场

电流密度是空间坐标的矢量函数,它表示电流在空间的分布;电流密度形成的矢量场,称为电流场。类似于电力线,可以用电流线来直观描述电流密度的分布。电流线上每点的切线方向与该点电流密度矢量的方向一致。对于各向同性的导电媒质,电流密度矢量与电场强度同方向,故电流线分布与电力线分布一致。

1.4 电荷守恒定律与电流连续性原理

电荷不能凭空创造,也不能被凭空消灭,电荷转移前后的总电量保持不变,这一规律叫做电荷守恒定律。电流连续性原理是电荷守恒定律在电流场中的具体反映。从任意闭合面 S 中流出的总电流,等于该闭合面内电荷随时间的减小率,即

$$\oiint_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} = -\frac{\partial q}{\partial t} \quad (1.2-5)$$

若假设任一点的电荷体密度为 ρ ,则上面积分方程对应的微分形式为

$$\nabla \cdot \mathbf{J} = -\frac{\partial \rho}{\partial t} \quad (1.2-6)$$

电流连续性原理表明电荷随时间变化的地方流出或终止电流。对于恒定电场,电荷分布不随时间改变,电流连续性方程为

$$\oiint_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} = 0 \quad (1.2-7)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{J} = 0 \quad (1.2-8)$$

从上面的积分方程不难理解,恒定电流场中任意闭合面上流出的总电流必为零,或理解为从一部分表面流入的电流,必从另一部分流出。电流密度的散度为零表明,场中任一点不能发出电流线,也不能终止电流线,电流线是首尾闭合的曲线。再次指出,若为非恒定电流场,则情况不同,会终止或起始于有电荷积累或变化处,传导电流线不一定闭合;而是与位移电流一起构成全电流连续,此概念在第4章有详细描述。

2 恒定电场的基本方程与交界面条件

2.1 恒定电场的基本方程

恒定电场的基本场量是电流密度与电场强度,描述恒定电场性质的方程为

| | | |
|---|--------------------------------|---------|
| 积分形式 | 微分形式 | |
| $\oiint_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} = 0$ | $\nabla \cdot \mathbf{J} = 0$ | (1.2-9) |
| $\oint_l \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = 0$ | $\nabla \times \mathbf{E} = 0$ | |

2.2 欧姆定律的微分形式

导电媒质中任一点的电流密度与该点的电场强度成正比,即

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad (1.2-10)$$

式中, σ 为导体的电导率,是表征导体导电性能的参数,其单位为(欧米)⁻¹[($\Omega \cdot m$)⁻¹]或西/米(S/m)。电导率的倒数称为电阻率,单位为欧米($\Omega \cdot m$)。

2.3 电位

由于恒定电场为无旋场,所以可以像静电场一样引进一个电位函数,且定义

$$\mathbf{E} = -\nabla\varphi \quad (1.2-11)$$

对于各向同性均匀媒质, 电位满足拉普拉斯方程, 即

$$\nabla^2\varphi = 0 \quad (1.2-12)$$

2.4 交界面条件

上述恒定电场基本方程的微分形式仅在媒质连续点上成立。对于两种不同媒质的交界面, 界面两侧的场量满足如下界面条件

$$E_{1t} = E_{2t} \quad (1.2-13)$$

$$J_{1n} = J_{2n} \quad (1.2-14)$$

即电场强度的切向连续, 电流密度的法向连续。由此可得由电位表述的界面条件为

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= \varphi_2 \\ \sigma_1 \frac{\partial \varphi_1}{\partial n} &= \sigma_2 \frac{\partial \varphi_2}{\partial n} \end{aligned} \quad (1.2-15)$$

2.5 非完纯导体的交界面条件

非完纯导电媒质具有导体与介质的双重特性, 媒质中同时存在电流场与静电场, 可以理解为有漏电的电介质, 其对应的电路模型为两节点间有一个电阻与电容并联。在这种媒质的交界面上, 电流场与静电场分别满足各自的交界面条件。在交界面上, 可能存在自由面电荷。确定该面电荷的步骤为, 基于电流密度的法向连续 $J_{1n} = J_{2n}$, 利用 $\mathbf{J} = \sigma\mathbf{E}$ 得到交界面两侧电场强度的法向 E_{1n} 和 E_{2n} 之间的关系, 再由 $D_n = \epsilon E_n$ 得到交界面两侧电位移的法向之间的关系, 由此可得交界面上的自由面电荷密度为

$$\rho_s = D_{2n} - D_{1n} = \left(\frac{\epsilon_2}{\sigma_2} J_{2n} - \frac{\epsilon_1}{\sigma_1} J_{1n} \right) = \left(\frac{\epsilon_2}{\sigma_2} - \frac{\epsilon_1}{\sigma_1} \right) J_{1n} \quad (1.2-16)$$

顺便指出, 对于不均匀媒质, 可能存在自由体电荷。确定不均匀媒质中体电荷的步骤为, 先得到电流密度 \mathbf{J} , 然后由 $\mathbf{J} = \sigma\mathbf{E}$ 确定电场强度 \mathbf{E} , 再由 $\mathbf{D} = \epsilon\mathbf{E}$ 确定电位移矢量, 则电荷体密度为 $\rho = \nabla \cdot \mathbf{D}$ 。由此可得 $\rho = \mathbf{J} \cdot \nabla (\epsilon/\sigma)$ 。

3 功率损耗与焦耳定律

导体内电子在运动时与离子碰撞, 其动能转化为热能, 这种能量转换反应为导体内由电流引起的功率损耗。因此要维持电流, 必须由电源持续地提供能量。导体内一点的功率体密度为

$$p' = \mathbf{E} \cdot \mathbf{J} \quad (1.2-17)$$

式 (1.2-17) 称为焦耳定律的微分形式。整个导体区域 V 损耗的功率可以通过体积分得到

$$P = \iiint_V p' dV = \iiint_V \mathbf{E} \cdot \mathbf{J} dV \quad (1.2-18)$$

利用关系式 $\mathbf{E} = -\nabla\varphi$, $\nabla \cdot (\varphi\mathbf{J}) = \varphi\nabla \cdot \mathbf{J} + \mathbf{J} \cdot \nabla\varphi$ 和 $\nabla \cdot \mathbf{J} = 0$ 以及斯托克斯定理, 可以将式 (1.2-18) 改为对 V 的表面 S 进行含电位 φ 的面积分

$$P = - \oiint_S \varphi \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} \quad (1.2-19)$$

式 (1.2-19) 称为焦耳定律的积分形式。用该式求功率, 只需在导体表面进行积分。

对于一根圆柱形导线, 由于电流密度与圆柱侧表面的法向垂直, 积分为零, 故式 (1.2-19) 的积分仅在圆柱两端面上有值, 各端面上的积分结果等于电位乘以电流, 两端面之和为 $P = UI$ 。

4 恒定电场与静电场的比拟

导体内的恒定电场与没有自由电荷的电介质中的静电场

的特性类似, 方程的对应关系如下所示。

| | |
|---|---|
| 恒定电场 | 静电场 ($\rho = 0, \rho_s = 0$) |
| $\nabla \times \mathbf{E} = 0, (\mathbf{E} = -\nabla\varphi)$ | $\nabla \times \mathbf{E} = 0, (\mathbf{E} = -\nabla\varphi)$ |
| $\nabla \cdot \mathbf{J} = 0$ | $\nabla \cdot \mathbf{D} = 0$ |
| $\mathbf{J} = \sigma\mathbf{E}$ | $\mathbf{D} = \epsilon\mathbf{E}$ |
| $E_{1t} = E_{2t}$ | $E_{1t} = E_{2t}$ |
| $J_{1n} = J_{2n}$ | $D_{1n} = D_{2n}$ |
| $\nabla^2\varphi = 0$ | $\nabla^2\varphi = 0$ |
| $I = \iint_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S}$ | $q = \Psi_D = \iint_S \mathbf{D} \cdot d\mathbf{S}$ |

由以上对比可见, 恒定电场中的量 \mathbf{E} 、 \mathbf{J} 、 σ 、 φ 和 I 分别与静电场中的 \mathbf{E} 、 \mathbf{D} 、 ϵ 、 φ 和 q 相对应。只要以恒定电场中的量代换静电场方程中相应的量便得到恒定电场相应的方程。这种方法称为静电比拟方法。利用静电比拟方法, 可以基于静电场中的解得到具有相同几何结构与边界条件的恒定电场的解, 反之亦然。由此, 可以利用导电水槽的恒定电场的实验测量来模拟静电场问题。静电场中一些问题的镜像法可以推广至恒定电场求解中。

5 电导与电阻计算

设两个电极之间由导电媒质连接, 则这两个电极之间的导电媒质的电导定义为

$$G = I/U \quad (1.2-20)$$

式中: U 为两个电极之间的电压; I 为流过导电媒质的电流。

此处的电极认为是电导率为无限大的导体, 电极等位体。电导的单位为西 [门子] (S)。电导的倒数为电阻, 其单位为欧 [姆] (Ω)。

电导的大小与两个电极的几何形状、大小、相互位置和极间媒质的电导率有关。电导的计算可以通过其定义式采取加电流求电压, 或加电压求电流的方法计算。另一种求电导的方法是通过加电压求整个系统的功率损耗 P 的方法计算, 即

$$G = P/U^2 \quad (1.2-21)$$

若其中一个电极移至无限远, 则对另一个电极来说就变成了一个孤立导体的电导, 其值等于电流除以电极相对于无限远处的电位。若导电媒质中有多个电极, 则类似部分电容的概念有部分电导的概念。

在静电场中已介绍了电容与部分电容。根据静电比拟原理可知, 恒定电场中的电导与静电场中的电容相对应。如果一个结构的电容已知, 则对于具有相同结构的电导可以通过电容的表达式得到, 仅需将介电常数用电导率替换。如由式 (1.1-61) 给出的同心电缆的电容可得电缆心线与外皮间单位长的漏电导为

$$G = 2\pi\sigma/\ln(r_b/r_a) \quad (1.2-22)$$

式中: σ 为媒质的电导率; r_a 和 r_b 分别为心线半径和外皮内侧半径。

本篇第1章的9给出的电容的计算公式可以转换为电阻的计算公式。

下面以一个导电弧片两端面之间的电导求解说明电导的一种具体计算方法。已知导电弧片的厚度为 h , 其他结构如图 1.2-1 所示。设两端面之间施加电压 U_0 , 则等位线为沿半径的线段, 由此可知电位分布仅是角度的函数, 则电位满足的圆柱坐标系下的拉普拉斯方程为

$$\frac{1}{r^2} \times \frac{\partial^2 \varphi}{\partial \alpha^2} = 0$$

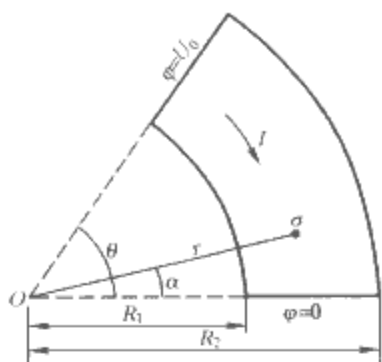


图 1.2-1 一个导电弧片两端面之间的电导

其通解为

$$\varphi = A\alpha + B$$

由边界条件可以确定上式中的常数，最终得电位的表达式为

$$\varphi = \frac{U_0}{\theta}\alpha$$

由此可得

$$\mathbf{E} = -\nabla\varphi = -\frac{1}{r} \times \frac{\partial\varphi}{\partial\alpha} \mathbf{a}^0 = -\frac{U_0}{\theta r} \mathbf{a}^0$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} = -\frac{\sigma U_0}{\theta r} \mathbf{a}^0$$

弧片中总电流

$$I = \iint_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} = \int_{R_1}^{R_2} \frac{\sigma U_0}{\theta r} (-\mathbf{a}^0) \cdot h dr (-\mathbf{a}^0) = \frac{\sigma U_0 h}{\theta} \ln \frac{R_2}{R_1}$$

弧片电导

$$G = \frac{I}{U_0} = \frac{\sigma h}{\theta} \ln \frac{R_2}{R_1}$$

6 接地电阻

接地和接地电阻是电力系统中的重要概念。接地电阻是表述大地土壤作为导电媒质、电流流过大地时的电气特性。理解接地电阻的概念和计算方法，是为了设计和分析接地极和接地网。基于静电比拟原理，本篇第1章的9给出的一些电容的计算公式可以转换为接地电阻的计算公式。

6.1 电气工程中的接地

接地是指电网和设备的某些部分与大地连接，利用大地作为对地短路故障电流或部分工作电流的路径，使电流从一个接地点流入大地而从其他接地点返回电网，可将大地视为电网的一个器件，对于低频或工频电流可将该器件视为电阻，而对于冲击电流或高频电流要视为阻抗，器件的端子为各接地点。按目的或用途分类，接地主要分为：①工作（系统）接地。它是为了满足电力系统运行的需要，如中性点接地。②保护接地。它是为了防止故障电压危及人身安全而装设的接地，如设备的金属外壳接地，一旦设备的绝缘损坏使外壳带电时，可以利用该接地措施使外壳电压下降，保证接触到设备外壳的人员的人身安全。另一类保护接地是雷电保护或过电压保护接地，它的目的是为了降低加在设备上的过电压。

6.2 接地电阻的定义

可以将两个接地极之间定义为一个电阻器件，两个接地极之间的电阻值由接地线的电阻、接地极导体的电阻与两极之间的土壤电阻串联而成。由于土壤的电阻率远远大于接地极和接地线的电阻率，故接地电阻可近似视为两极之间大地的电阻，接地极与接地线的电阻可以忽略。因此，对于接地极形状一定或接地极与大地的交界面面积一定的情况下，接

地极导体选用钢还是铜，甚至采用导电性能更好的材料，则对接地电阻值几乎没有影响，不会有效降低接地电阻。但增加导体的半径可以增加电极与大地的接触面，接地电阻将会减小。

两个接地极之间的接地电阻（以后若不注明，仅指大地电阻部分）定义为：设电流 I 从一个接地极注入大地，从另一极返回，则接地电阻为 $R=U/I$ ，其中 U 为电流 I 所引起的两极之间的电压。对于两个接地极相距较远的情况，实际工程大都属于这种情况，可以将两个电极分别考虑，计算一个电极的接地电阻时，认为电流从电极流出流向无限远空间，此时电压 U 变为电流 I 所引起的接地极相对于无限远处的电位 φ ，则接地电阻为

$$R = \frac{\varphi}{I} \quad (1.2-23)$$

而两个接地极之间的接地电阻，等于分别计算出的两个接地极的电阻之和。在实际电力系统中，由于存在许多个电极，所以考察一个接地极的接地电阻时，可以认为其他多个接地极的等效电阻很小，故仅计算要考察的一个接地极的接地电阻即可。

因为保护接地的主要目的是将设备接地处固定为所允许的接地电位，当大电流通过接地装置时不至于产生很高的电位。因此，接地电阻越小越好，一般变电站接地网的接地电阻要求小于 0.5Ω ，架空线路杆塔保护接地的接地电阻不宜大于 30Ω 。

6.3 球形接地极的接地电阻

无限大均匀导电媒质中有一半径为 a 的导体球电极，设有电流 I 从电极流出至无限远处，根据电流场理论，在导体球之外取一个与之同心、半径为 r 的球，则在该球上对电流密度 \mathbf{J} 的积分必等于电流 I ，即

$$\oint_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} = I = 4\pi r^2 J$$

则电流密度为 $J = I/4\pi r^2$ ，电场强度为 $E = I/4\pi\sigma r^2$ ，其中 σ 为电导率。根据电位等于电场强度的积分，可得电极表面的电位为

$$\varphi = \frac{I}{4\pi\sigma a}$$

因此，接地电阻为

$$R = \varphi/I = 1/4\pi\sigma a \quad (1.2-24)$$

如果导电媒质是半无限大空间，即均匀大地模型，设一个半球形电极埋入大地中，且半球的平面与大地表面重合，则其接地电阻为 $R=1/2\pi\sigma a$ ，为上面整球电阻的2倍，即电阻增加一倍。该结果也可以利用镜像法得到，设电极流出的电流为 I ，作镜像将模型变为位于无限大均匀媒质中的整球，而流出的总电流为 $2I$ ，则电极表面的电位为 $\varphi = 2I/4\pi\sigma a$ ，电阻为 $R=1/2\pi\sigma a$ 。

如果导体球埋于大地中，深度为 h ，则可以利用镜像法，将模型变为图1.2-2所示的求解模型。两个球各流出电流 I ，并假设电流从球表面均匀流出（实际上靠近地表面侧的电流密度较小），求出下球面相对于无限远处的电位，则可得接地电阻的近似值为

$$R = \frac{1}{4\pi\sigma} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{2h-a} \right) \quad (1.2-25)$$

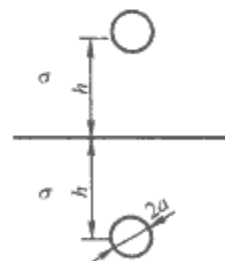


图 1.2-2 球形电极的镜像模型

6.4 圆柱形接地极的接地电阻

无限大导电媒质中长为 L 、直径为 d 的细长圆柱形导体棒电极的接地电阻, 可以通过设电流 I 从导体棒流出, 求电极表面电位的方法得到。这与介质中导体棒的电容类似。实际上, 电极表面各处泄漏出的电流密度是非均匀的, 且其分布是未知的, 只能定性判断出靠近圆柱端部区域泄漏电流密度较大。对此必须进行简化近似计算, 认为电流沿导体圆柱面均匀泄漏, 且不从端部泄漏; 对此均匀泄漏电流所产生的电位可以用电极轴线上放置的一个线电流源来等效。假设电流分布均匀, 则电极表面的电位就不会相等。另一个近似是用导体中心表面上的电位代表导体表面的电位, 求得该电位后除以电流便得接地电阻, 计算结果如下。

(1) 无限大媒质中圆柱形接地极的接地电阻近似计算公式为

$$R = \frac{1}{2\pi\sigma L} \ln \frac{\sqrt{L^2 + d^2} + L}{d} \quad (1.2-26)$$

(2) 当 $L \gg d$ 时接地电阻近似计算公式为

$$R = \frac{1}{2\pi\sigma L} \ln \frac{2L}{d} \quad (1.2-27)$$

若用导体表面的平均电位表示导体的电位, 而不只是用中心处的电位, 则需要将电位在导体表面取积分, 由此可得 $L \gg d$ 时电阻的近似计算公式为

$$R = \frac{1}{2\pi\sigma L} \left(\ln \frac{4L}{d} - 1 \right) \quad (1.2-28)$$

式 (1.2-28) 的计算准确度要高于式 (1.2-27)。

(3) 圆柱形接地极竖直埋于大地中, 上端面距地面的距离为 h 时, 接地电阻近似计算公式为

$$R = \frac{1}{2\pi\sigma L} \ln \frac{4L(L+2h)}{d(L+4h)} \quad (1.2-29)$$

(4) 两个长度均为 L 的平行竖直接地极位于无限大导电媒质中, 其间距 S 大于长度 L , 接地电阻的近似计算公式为

$$R = \frac{1}{4\pi\sigma L} \left(\ln \frac{8L}{d} - 1 \right) + \frac{\rho}{4\pi S} \left(1 - \frac{L^2}{3S^2} + \frac{2L^4}{5S^4} \right) \quad (1.2-30)$$

当 $S < L$ 时, 近似计算公式为

$$R = \frac{1}{2\pi\sigma L} \left(\ln \frac{8L}{d} + \ln \frac{4L}{S} - 2 + \frac{S}{2L} - \frac{S^2}{16L^2} + \frac{S^4}{512L^4} \right) \quad (1.2-31)$$

(5) 圆柱形接地极水平埋设于大地中, 埋设深度为 h , 近似计算公式为

$$R = \frac{1}{2\pi\sigma L} \left(\ln \frac{4L^2}{dh} - 2 \right) \quad (1.2-32)$$

对于单根圆柱形接地极, 由于导体直径 d 与电阻 R 的关系为对数反比关系, 所以在 d 超过一定数值后, 再增加 d , 则 R 下降很少; 当 L 增大到一定程度再增加 L , 则 R 也下降很少。因此实际工程中要适当选取 d 与 L 的尺寸。对于非圆柱形接地极, 可以进行圆柱形等效后再利用上面的公式计算。

6.5 圆板形接地极的接地电阻

若圆板电极的直径为 d , 土壤电导率为 σ , 当圆板上表面与大地表面共面时, 接地电阻可用式 (1.2-33) 近似计算

$$R = \frac{1}{2\sigma d} \quad (1.2-33)$$

当埋于地下 h 深处时可用式 (1.2-34) 计算

$$R = \frac{1}{8\sigma} \left(\frac{2}{d} + \frac{1}{\pi h} \right) \quad (1.2-34)$$

6.6 跨步电压和接触电压

当短路电流流入接地体并流入大地时, 接地体与周围土壤各处均会有电位升, 尽管接地体可以近似视为等电位, 但其电位要高于周围土壤的电位, 且土壤的电位随着远离接地体而下降, 但下降的快慢与接地体的形状和土壤电阻率有关。

短路入地电流所引起的地电位升会使地表面上各点具有不同的电位, 若人站立或行走在发电厂或变电站及其周围区域, 且正好发生短路事故有短路电流或其他形式的电流通过接地极入地时, 两脚之间就会有电位差, 该电位差会在人体内产生电流, 当该电流大到一定程度时, 便会对人身造成伤害。一般规定地面上距离为 0.8m 的两点间的电位差为跨步电压。

接触电压是指人接触到设备的带电部分 (主要是指与接地体连接的设备的外壳) 时, 在接触设备外壳的人的肢体部分 (如人手) 与人站立的地面处的电位差, 或简单理解为人的手与脚之间的电位差。该电位实质上是接地体的电位与人站立的地表面处的电位差。假如人站立在接地体上或人脚与接地体良好接触时, 则不会有接触电压。

下面以半球形电极为例说明跨步电压与接触电压的概念和计算方法。设半径为 a 的半球形电极的底面与地表面共面, 有电流 I 流入大地, 则地面上距电极中心 r 处的电位为: ①在 $r \leq a$ 的区域内电位基本相同, 因电极导体 (如钢或铜) 的电阻率很小, 其上压降很小, 认为电位值均为电极表面的电位, 即 $I/(2\pi\sigma a)$; ②当 $r > a$ 时, 电位为 $I/(2\pi\sigma r)$ 。若人站立在地面上, 且两脚均位于 $r \leq a$ 的区域时, 则跨步电压与接触电压基本为零; 当人站立在距球心 l 处, 向内跨一步且跨步间距为 b 时, 跨步电压为

$$U_s = |\varphi_{l-b} - \varphi_l| = \frac{I}{2\pi\sigma} \left(\frac{1}{l-b} - \frac{1}{l} \right) \quad (1.2-35)$$

不难理解, 在地面电位梯度越大或电位分布随距离变化越快的地方, 跨步电压越大。当人位于电极边缘, 即 $r = a$ 处, 且向离开电极的方向跨一步, 跨步电压最大。因此, 一般定义最大跨步电压为接地极或接地网边缘处地表面的电位与距离边缘 0.8m 处的电位差。

假设在距球心 l 处地面上有一设备, 其外壳与接地极连接, 则对应的接触电压为此处地面上的电位与电极电位之差

$$U_t = \frac{I}{2\pi\sigma} \left(\frac{1}{a} - \frac{1}{l} \right) \quad (1.2-36)$$

从上例可以看出, 若在发变电场所的地下埋设一个大半球形电极, 则半球形区域内跨步电压和接触电压均近似为零, 是最安全的情况, 但也是费用最高的情况。容易理解, 将半球形电极改为一定厚度的导体板, 则同样可以达到很安全的情况, 但费用仍然较高。为了降低导体材料的费用, 一般采用多根导体棒成一定间距排列成网格状, 称为接地网, 铺设在发变电场所地下。如何采用较少的导体材料达到接地电阻、跨步电压与接触电压等技术参数要求是接地网设计中的一项主要任务。对于复杂结构的接地网计算需要采用数值计算方法。

6.7 阻性耦合电磁影响

电力系统的入地电流会引起大地电位升, 该电位升会通过弱电设备 (如通信设备) 的接地极或与大地接触的部分耦

合到设备上，使设备受到一个外来电位的影响，该影响可能会破坏设备的正常工作或对设备造成损坏，也有可能对设备使用和维护人员造成人身伤害。将这种入地电流引起的电位对弱电设备的直接影响称作阻性耦合电磁影响。当影响电压不大，仅造成通信系统的误码时，称为干扰影响；当影响电压使通信设备不能正常工作或造成损坏时，称为危险影响。容易理解，分析该影响的主要工作是计算入地电流所引起的电位升。

根据阻性耦合影响的原理，减小耦合影响的措施为：
①减小入地电流；②减小电力设备的接地电阻，以便减小地电位升；③增大入地电流点与通信设备接地点的距离，对此可利用异地接地，或将接地极埋设在距通信设备较远的地方；④引流远离通信设备，当正常接地极的位置不易移动时，可增加辅助接地极，使接地极尽量远离通信设备，从而将一部分入地电流引至较远处再入地。

7 常见导电材料的电阻率

常见导电材料的电阻率见表 1.2-1。

| 表 1.2-1 常见导电材料的电阻率 (20℃) | |
|--------------------------|-----------------------|
| 材料名称 | 电阻率 (Ω·m) |
| 银 | 1.60×10^{-8} |
| 铜 | 1.69×10^{-8} |
| 金 | 2.44×10^{-8} |
| 铝 | 2.65×10^{-8} |
| 钨 | 5.55×10^{-8} |

| 续表 | |
|------------------|------------------------|
| 材料名称 | 电阻率 (Ω·m) |
| 锌 | 5.87×10^{-8} |
| 黄铜 (40Zn) | 6.80×10^{-8} |
| 镍 | 7.82×10^{-8} |
| 铁 | 9.75×10^{-8} |
| 铂 | 10.57×10^{-8} |
| 锡 | 11.30×10^{-8} |
| 铬 | 13.03×10^{-8} |
| 青铜 (4Zn) | 18.25×10^{-8} |
| 铅 | 20.80×10^{-8} |
| 锰铜 (4Ni, 12Mn) | 47.88×10^{-8} |
| 康铜 (45Ni) | 49.63×10^{-8} |
| 锰 | 95.8×10^{-8} |
| 镍铬铁 (15Cr, 60Ni) | 112×10^{-8} |
| 镍铬合金 (Chromanin) | 132×10^{-8} |
| 铁铬铝合金 (Megapyr) | 143×10^{-8} |
| 石墨 | 1.4×10^{-5} |
| 本征锗 (27℃) | 4.7×10^{-2} |
| 铁氧体 | 10^{-2} |
| 海水 | 0.25 |
| 清水 | 10^3 |
| 湿土壤 | 10^2 |
| 干土壤 | 10^5 |

第3章 恒定磁场

恒定磁场是恒定电流或直流产生的磁场,场量不随时间变化。本章首先介绍描述场源关系的安培环路定律,然后介绍磁介质对场的影响,在介绍恒定磁场基本方程基础上给出矢量磁位与标量磁位的定义及其满足的方程,介绍电感的计算方法和典型结构的电感公式,在介绍磁场能量基础上给出了磁场力的计算方法,最后介绍镜像法。

1 场源关系

安培环路定理描述了磁场及其源的关系,其积分形式给出了场在一条闭合线上的积分与其交链的电流源的关系,而其微分形式则给出了在空间任一点上场与该点电流密度的关系。

1.1 磁感应强度

磁感应强度 B 是表征磁场的基本量,其大小为单位长度带有单位电流的直导线所受的磁场力,其方向为所受力的方向与电流方向的矢量积方向,其单位为特[斯拉](T)或韦/米²(Wb/m²)。韦/米²表示单位面积的磁通量,因此磁感应强度 B 的量值等于垂直于其方向的单位面积上的磁通,在工程中常将磁感应强度称为磁通密度或磁密。

1.2 毕奥-萨伐尔定律

无限大空间中任意分布的电流所产生的磁场可以通过毕奥-萨伐尔定律求解。已知无限大空间中有一小段电流或电流元 Idl (矢量 l 的方向为电流的方向),其在距离电流元 r 处产生的磁感应强度为

$$dB = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{Idl \times r^0}{r^2} \quad (1.3-1)$$

式中: r^0 为电流元指向场点的单位向量; μ_0 为真空的磁导率 ($\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$)。

式(1.3-1)称为毕奥-萨伐尔定律的微元形式。如果电流是线电流,即电流在细导线中,其在任意点产生的磁感应强度可以通过对线电流的积分得到,即

$$B = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_l \frac{Idl \times r^0}{r^2} \quad (1.3-2)$$

如果电流分布在导体区域 V 中,且已知电流密度为 J ,则其在任意点产生的磁感应强度可以通过对电流区域的体积积分得到,即

$$B = \frac{\mu_0}{4\pi} \iiint_V \frac{J \times r^0}{r^2} dV \quad (1.3-3)$$

实际上,只是几何形状比较简单的线电流在一些特定点上产生的磁场才可以通过直接积分得到,如一个圆环电流在中心轴上产生的场和一段直导线电流的场等。对于大部分实际电流分布,积分难以解析求得,需要用数值积分。一种简单的近似求解方法是几何离散化处理,即将电流区域沿电流密度方向划分为许多形状简单的单元,如沿电流密度方向的棱柱,可将棱柱视为一段位于棱柱中心的线电流,电流的大小等于电流密度乘以棱柱截面积,而该线电流在任意点产生的场有解析表达式[见式(1.3-10)],将所有单元产生的场

进行叠加,便可以得到总电流产生的场。

1.3 磁场强度

表征磁场的另一个物理量是磁场强度 H ,其单位为安[培]/米(A/m)。磁场强度 H 等于磁感应强度 B 除以磁导率,所以场点上 B 与 H 的比值表明了材料在该点的磁导率。引进磁场强度 H 的一个明显优点是用 H 表述的安培环路定律的积分形式要比用 B 简单得多。

1.4 安培环路定律的积分形式

磁场强度向量 H 沿任一闭合路径的线积分等于穿过该回路所限定的面积的电流的代数和,即

$$\oint_l H \cdot dl = \sum I \quad (1.3-4)$$

式中,如电流的方向与积分回路的绕行方向符合右手螺旋关系,则电流为正,反之为负。 H 的环路线积分仅与传导电流有关,与磁介质的分布无关。但是,不能理解为 H 的分布与磁介质无关。用 B 表述的安培环路定律的积分形式见式(1.3-17)。

1.5 安培环路定律的微分形式

磁场中任一点处磁场强度 H 的旋度等于该点处自由电流密度,即

$$\nabla \times H = J \quad (1.3-5)$$

这说明磁场在电流密度不为零处是有旋的,磁场是有旋场。安培环路定律的微分形式可由积分形式得到。利用数学中的斯托克斯定理

$$\oint_l H \cdot dl = \iint_S (\nabla \times H) \cdot dS$$

便有

$$\iint_S (\nabla \times H) \cdot dS = \iint_S J \cdot dS$$

由上式可得安培环路定律的微分形式,即式(1.3-5)。

1.6 无限长直圆柱形导线的磁场

利用安培环路定理的积分形式可以求取一些简单结构的磁场。空气中一半径为 R 的无限长直圆柱形导线,载有电流 I 。由对称性知,在导体内外,磁力线是以圆柱轴线为中心的圆环族,圆环上磁场的大小相等,方向为圆的切向,且与电流方向成右手螺旋关系。如果要求解距离导线 r 处的磁场,则选择过该点的磁力线为安培环路,在该环路上,线的切向与场的方向相同,因此根据安培环路定律可得:

在 $r > R$ 处,有

$$\oint_l H \cdot dl = 2\pi r H = I$$

得

$$H = \frac{I}{2\pi r} \text{ 或 } H = \frac{I}{2\pi r} a^0 \quad (1.3-6)$$

在 $r < R$ 处,有

$$\oint_l H \cdot dl = 2\pi r H = \frac{\pi r^2}{\pi R^2} I$$

得

$$H = \frac{Ir}{2\pi R^2} \text{ 或 } H = \frac{Ir}{2\pi R^2} \alpha^0 \quad (1.3-7)$$

顺便指出：磁力线的性质为其上各点的切向与磁场的方向相同。

1.7 无限长螺线管线圈的磁场

图 1.3-1 所示为一个无限长直螺线管线圈 [图 1.3-1 (b) 为纵切面]，单位长度的匝数为 N ，每匝的电流为 I 。因为线圈无限长，可知线圈内部 ($r < R_2$ 处) 磁力线为沿 z 轴的直线；线圈外部 ($r > R_2$) 磁场为零，因为磁力线通过无限远处返回，在线圈外有限空间内无磁力线返回，无磁场。为求 r 处的磁场，做一个如图 1.3-1 (b) 所示的矩形回路，在该矩形的外边上磁场为零，在两个横向边上磁场与路径的方向垂直，点积为零，因此环路积分只剩下左侧竖直边上的积分。

在 $R_2 > r > R_1$ 处，有

$$\oint_l \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = H_z l = \frac{R_2 - r}{R_2 - R_1} NI$$

$$H_z = \frac{R_2 - r}{R_2 - R_1} NI \quad (1.3-8)$$

在 $r < R_1$ 处，有

$$H_z = NI \quad (1.3-9)$$

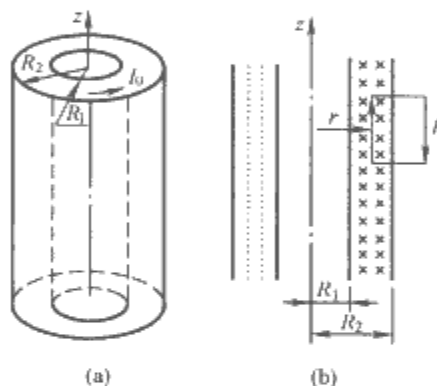


图 1.3-1 无限长螺线管线圈及安培环路
(a) 立体图；(b) 纵切面

2 几种典型结构的磁场计算公式

上面已经给出了无限长直导线的磁场和无限长螺线管线圈的磁场。下面再给出几种无限大空间中载流导线和线圈等典型结构的磁场计算公式。

2.1 有限长线电流的场

设导线长为 l ，带有电流 I 。磁场仅有以导线为轴心的圆柱坐标系的角度方向的分量，由毕奥-萨伐尔定律积分可得 P 点的磁感应强度为

$$\mathbf{B} = \frac{\mu_0 I}{4\pi r} (\cos\theta_1 - \cos\theta_2) \mathbf{e}_\phi \quad (1.3-10)$$

式中：角度和 r 如图 1.3-2 所示； \mathbf{e}_ϕ 为角度方向的单位矢量。

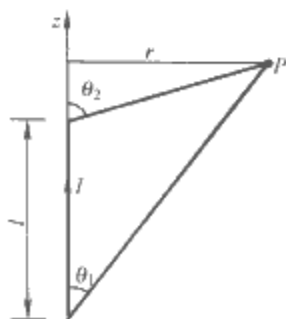


图 1.3-2 有限长线电流的场计算

2.2 圆环形线电流的场

圆环半径为 R ，在垂直于圆环面且过圆心的轴线上，由毕奥-萨伐尔定律积分可得距离圆心 z 处的磁感应强度为

$$\mathbf{B} = \frac{\mu_0 IR^2}{2(R^2 + z^2)^{3/2}} \mathbf{e}_z \quad (1.3-11)$$

2.3 有限长螺线管的场

一个密绕的螺线管线圈长为 L ，半径为 a ，单位长度的匝数为 N 。在螺线管轴线上，基于式 (1.3-11) 给出的一匝线圈的结果通过积分可得距离螺线管中心 z 处的磁感应强度为

$$\mathbf{B} = \frac{\mu_0 NI}{2} \left[\frac{L/2 - z}{\sqrt{a^2 + (L/2 - z)^2}} + \frac{L/2 + z}{\sqrt{a^2 + (L/2 + z)^2}} \right] \mathbf{e}_z \quad (1.3-12)$$

当 $L > a$ 时，线圈中部切面上的场基本均匀，非轴线上的场也可以利用上式计算。

2.4 环形螺线管线圈的场

环形螺线管线圈如图 1.3-3 所示。 N 匝线圈密绕，则无论线圈的截面形状为何，线圈外磁场为零，线圈内以 r 为半径的磁力线上的磁感应强度可由安培环路定律得到，其结果为

$$\mathbf{B} = \frac{\mu_0 NI}{2\pi r} \mathbf{e}_\phi \quad (1.3-13)$$

若线圈绕在环形铁心上，线圈非密绕，甚至线圈仅绕在一部分铁心上 (如图 1.3-3 所示)，则绝大部分磁力线为沿铁心的圆环，因此磁感应强度的计算公式仍为式 (1.3-13)，只是要将空气的磁导率改为铁心的磁导率。

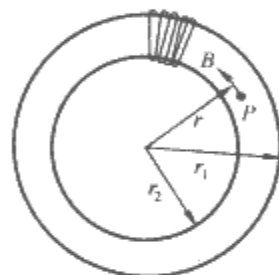


图 1.3-3 环形螺线管线圈

2.5 两片无限大面电流的场

如图 1.3-4 所示， J_{s1} 和 J_{s2} 为沿 z 方向的面电流密度，即沿 y 方向单位长度的电流密度。由安培环路定律可得一片面电流产生的磁感应强度为 $\mu_0 J/2$ ，则根据叠加原理可得各区域的磁感应强度为

$$\mathbf{B} = \begin{cases} \frac{\mu_0}{2} (J_{s1} + J_{s2}) \mathbf{e}_y & (x > d) \\ \frac{\mu_0}{2} (J_{s1} - J_{s2}) \mathbf{e}_y & (-d < x < d) \\ -\frac{\mu_0}{2} (J_{s1} + J_{s2}) \mathbf{e}_y & (x < -d) \end{cases} \quad (1.3-14)$$

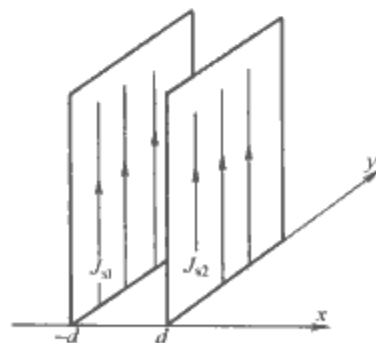


图 1.3-4 两片无限大面电流

3 磁介质与磁化

电气工程中涉及最多的强磁介质是铁磁材料，其对外磁

场的影响很大,其重要特性是磁导率的值会随外加磁场的增加而剧烈减小,导磁性能降低;铁磁材料中的磁场强度与磁感应强度之间呈现严重的非线性关系。在实际工程问题中一定要考虑铁磁材料的非线性问题。

3.1 磁介质与磁导率

将一个物质放于恒定磁场中,若该物质对外加磁场造成影响,则称该物质为磁介质。磁介质对外场的影响是由于物质被磁化,由此产生一个附加磁场。常见磁介质产生的附加场会抵消介质区域的磁场。表征磁介质特性的量是磁导率 μ ,也叫电感率,其单位为亨/米(H/m)。材料的 μ 值越大,在相同外加场的情况下物质被磁化的强度越大,对外场的影响越大;另外, μ 值越大,导磁性能越好。像铜、铝、铅、石墨等良导体的磁导率与真空接近,真空或空气的磁导率很低($\mu_0=4\pi\times 10^{-7}$ H/m),对磁场的影响很小。另一类物质的磁导率比空气大几百到上百万倍,通常称其为铁磁材料。典型的铁磁材料有铁、钴、镍及一些合金材料。常见材料的磁导率见本章最后的表1.3-1。

3.2 磁介质的磁化

从微观角度看,磁介质中原子或分子中的带电粒子的自旋运动形成环形电流,对于抗磁性物质,在没有外加磁场时,这些电流产生的磁场相互抵消,对外不产生磁场。而在外磁场作用下,这些环形电流在磁场力的作用下其方向有规律地偏转,对外呈现一个附加场,来影响外磁场,这种现象称为磁介质的磁化。可以形象地认为,对于一种磁介质,外场越强,环形电流偏转越大,磁化程度越强。这些环形电流可用磁偶极子表示,磁偶极子即为一个小环电流,其大小用磁偶极矩表示,磁偶极矩为电流乘以环的面积。介质被磁化的程度用磁化强度矢量 M 表示,其为单位体积内的磁偶极矩的总和。磁化强度 M 与磁场强度 H 的关系为 $M=\chi_m H$,其中 χ_m 称为磁介质的磁化率, H 为考虑磁介质影响后的合成场强。

磁介质被磁化,从宏观角度可看作是在外场作用下,在介质内出现磁化体电流 J_m ,在介质表面出现磁化面电流 J_{ms} ,磁介质所产生的附加场可以看作是磁化电流产生的场。磁化电流与磁化强度 M 的关系为

$$J_{ms} = M \times n \quad (1.3-15)$$

$$J_m = \nabla \times M \quad (1.3-16)$$

式中: n 为介质表面的外法向单位矢量。

在没有传导电流的均匀介质中,即磁导率不随空间变化,则磁化体电荷为零。因为,根据式(1.3-5)可知,在介质中磁场强度的旋度为零,再根据磁化强度与磁场强度的关系可知磁化强度的旋度也为零。在非线形介质中,一般磁导率不均匀,故存在磁化体电流。

3.3 用磁感应强度表示的安培环路定律

用磁化电流表示磁介质产生的附加磁场后,合成场可视为位于真空中的自由电流与磁化电流共同产生,由此,用磁感应强度 B 表示的安培环路定律为

$$\oint_l B \cdot dl = \mu_0 (\Sigma I + \Sigma I_m) \quad (1.3-17)$$

式中: ΣI 和 ΣI_m 分别为 l 所围面积上穿过的(即链环的)自由电流与磁化电流的代数和。

3.4 磁导率与磁化率

由磁化体电流为磁化强度的旋度可知,磁化强度的闭合

环路积分等于环路所链环的磁化电流,因此有

$$\oint_l B \cdot dl = \mu_0 (\Sigma I + \oint_l M \cdot dl)$$

$$\oint_l \left(\frac{B}{\mu_0} - M \right) \cdot dl = \Sigma I$$

根据用磁场强度表示的安培环路定律可知

$$H = \frac{B}{\mu_0} - M \quad (1.3-18)$$

一般磁介质的磁化强度与磁场强度成正比,即

$$M = \chi_m H \quad (1.3-19)$$

式中: χ_m 为磁介质的磁化率,无量纲。

因此有

$$B = \mu_0 (H + M) = \mu_0 (1 + \chi_m) H = \mu_0 \mu_r H = \mu H \quad (1.3-20)$$

式中: μ_r 为磁介质的相对磁导率,即相对于空气磁导率的倍数,无量纲。

磁场强度 H 与磁感应强度 B 之间的关系取决于该处磁介质的性质,由该处、该激励场强下的磁导率决定,即 $B=\mu H$ 。若磁导率 μ 在不同方向上的值相同,则称该介质为各向同性介质。在各向同性介质中 H 与 B 的方向相同。若磁导率在不同方向上的值不同,称为各向异性介质, μ 为一个张量。此处 H 与 B 的方向一般不相同。

上面强调“该激励场下的磁导率”是因为大部分铁磁材料的磁导率并不是一个常数,而是随着施加在材料上磁场强度的强弱发生明显变化,即 H 与 B 的关系是非线性关系。一般当激励磁场强度超过一定数值时, H 的值越大, μ 的值会减小,甚至会减小到失去铁磁材料具有大磁导率的特性,失去铁磁材料作为铁心或导磁磁路的作用。如在电流线圈激励的铁心中,当电流增加到一定程度后,再增加电流只能增加磁场强度 H ,但不能增加磁感应强度 B ,在铁心中(包含铁心缝隙中) B 存在一个饱和值。饱和 B 值因材料而异,一般铁磁材料的饱和 B 值为1.8T左右。因此,要在铁磁材料中得到大于其饱和值的磁感应强度一般很困难。该非线性问题是在强磁场下用铁磁材料作为磁路时要注意的关键问题。 H 与 B 的非线性关系由下面介绍的磁化曲线具体描述。

3.5 起始磁化曲线

材料的磁化特性和磁导率可以由磁感应强度 B 与磁场强度 H 之间的关系曲线来表征。图1.3-5为铁磁物质的起始磁化曲线和磁滞回线。图1.3-5中的原点表示磁化之前铁磁物质处于磁中性状态,没有剩磁,当外磁场 H 从零开始增加时,磁感应强度 B 随之缓慢上升,如线段 $0a$ 所示;随后 B 随 H 迅速增长,如 ab 段所示;最后, B 的增长又趋缓慢,如 bs 段所示。曲线 $0abs$ 段称为起始磁化曲线。

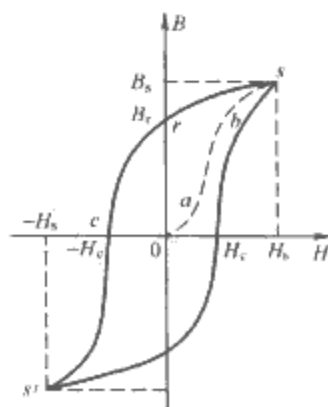


图1.3-5 铁磁物质的起始磁化曲线和磁滞回线

3.6 磁滞回线与磁滞损耗

若磁场强度上升到 H_s 便逐渐减少至零, 则磁感应强度 B 并不沿起始磁化曲线恢复到 0 点, 而是沿一条新的曲线 sr 下降, H 下降到 0 时, B 仍有一定值, B 的变化滞后于 H 的变化, 这个现象称为磁滞, 磁滞的明显特征就是当 H 下降到 0 时, B 保留剩磁 B_r 。当磁场反向从 0 逐渐变为 $-H_c$ 时, 磁感应强度才恢复到 0, 这说明要想消除剩磁, 必须施加反向磁场, H_c 称为矫顽力。当外磁场减小到 $-H_s$ 再增加时, B 也不沿 $s'c$ 返回, 而是沿下方的曲线变化。当磁场从 H_s 到 $-H_s$ 循环变化时, 相应的磁感应强度则按闭合曲线变化, 此闭合曲线称为磁滞回线。从这条磁滞回线可以看出, B 不是 H 的单值函数, 在一个 H 处有两个 B 值。对应一个 H 值取哪个 B 值, 要看磁场是从哪个方向变到该 H 值的, 若是由小到大增长到该值, 则取下方曲线上的 B 值, 反之亦然。可见 $B-H$ 的关系与材料的磁化历史有关。

当铁磁材料处于交变磁场中时 (如变压器铁心), 将沿磁滞回线反复被磁化, 此过程要消耗能量, 以热的形式从铁磁材料中释放出来。这种损耗称为磁滞损耗, 磁滞损耗与磁滞回线所围面积成正比。

3.7 铁磁材料的基本磁化曲线

图 1.3-5 仅给出了一条磁滞回线。实际上, 对应不同的 H_s 值, 可以得到面积不同的磁滞回线, 选取一组 H_s , 可以得到一组磁滞回线。这些磁滞回线顶点的连线称为该铁磁材料的基本磁化曲线, 也称为平均磁化曲线或正常磁化曲线。基本磁化曲线与起始磁化曲线的形状类似。图 1.3-6 为基本磁化曲线和相对磁导率与磁场的关系。磁导率 $\mu = B/H$ 。图 1.3-6 中 s 点之后再增加 H 的值, 则 B 的值几乎不再增加, 曲线几乎与 H 轴平行, 这一状态叫磁饱和, s 点的 H 和 B 分别称为饱和磁场强度与饱和磁感应强度。

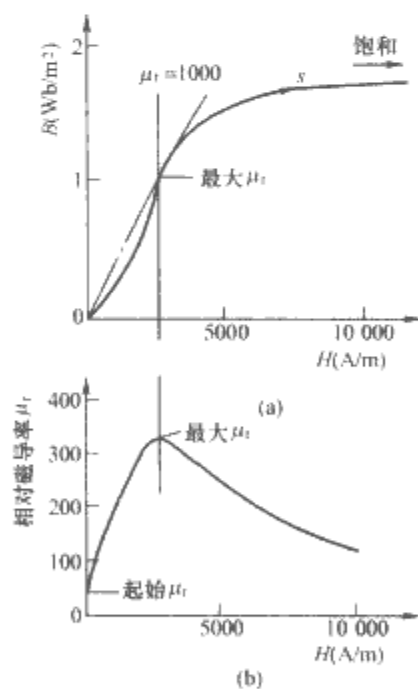


图 1.3-6 基本磁化曲线和
相对磁导率与磁场的关系

(a) 磁化曲线; (b) 与之相对应的相对磁导率和场的关系

3.8 硬磁和软磁材料

铁磁材料按特性分硬磁和软磁两大类, 材料的磁滞回线区域宽者, 为硬磁材料, 这种材料剩磁强、矫顽力大, 适用于制造永磁体, 如钕铁硼合金等。磁滞回线区域细而窄者,

为软磁材料, 矫顽力、剩磁和磁滞损耗均较小, 是制造变压器、电机和交流电磁铁的主要材料。高频下还要用电阻率高的材料以减小材料的涡流损耗。

4 恒定磁场的基本方程与介质交界面条件

连续磁介质中恒定磁场的分布规律由恒定磁场的基本方程描述, 介质不连续的交界面两侧场量的变化特性由介质交界面条件描述。

4.1 磁通连续性定理

磁通连续性是磁场的一个基本性质。穿过任意曲面 S 的磁感应强度 B 的通量称为磁通量, 简称磁通, 即

$$\Phi = \iint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \quad (1.3-21)$$

磁通的单位为韦 (Wb)。磁通连续性定理的积分形式为

$$\oint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = 0 \quad (1.3-22)$$

其含义是磁感应强度 B 在任一闭合面上的积分恒为零, 说明磁场中任一闭合面内既不发出也不终止 B 线, 因此磁力线是连续的、无头无尾的闭合曲线。根据数学的高斯散度定理可以得到磁通连续性定理的积分形式为

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (1.3-23)$$

4.2 基本方程组

磁通连续性定理与安培环路定律表征了恒定磁场的基本性质, 二者的表达式是恒定磁场的基本方程, 其积分形式为

$$\oint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = 0 \quad (1.3-24)$$

$$\oint_L \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \sum I \quad (1.3-25)$$

微分形式为

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (1.3-26)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (1.3-27)$$

除了以上方程, 表征磁场的另一个方程是反映磁介质特性的 B 与 H 的关系方程, 即成分方程

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (1.3-28)$$

式 (1.3-26) ~ 式 (1.3-28) 构成了表征恒定磁场的基本方程组的微分形式。恒定磁场是无散有旋场。

4.3 交界面条件

磁场基本方程组的微分形式仅适用于磁场连续的场点。在不同介质交界面上, 场一般不连续, 因此在交界面上需要另外给出场量的约束关系, 即介质交界面条件。由磁场基本方程的积分形式, 可以得到场量在介质交界面两侧的关系为: 磁感应强度的法向分量连续, 磁场强度的切向分量之差等于界面上的自由电流面密度; 若没有面电流, 则磁场强度的切向分量连续, 其表达式为

$$\begin{aligned} \mathbf{n} \cdot (\mathbf{B}_2 - \mathbf{B}_1) &= 0 \\ \mathbf{n} \times (\mathbf{H}_2 - \mathbf{H}_1) &= \mathbf{J}_S \end{aligned} \quad (1.3-29)$$

5 矢量磁位与标量磁位

基于磁场的基本方程组可以直接求得磁场强度或磁感应强度。但为了计算方便, 可以引入位函数作为中间求解变量, 先求位函数, 然后通过位函数再求场强。矢量磁位是一个广泛适用的位函数, 即对任意恒定磁场问题矢量磁位均存在、均适用; 而标量磁位仅在无电流的区域才存在, 其适用范围有一定限制。磁位的物理意义并不直观, 引入它们的目

的就是为了简化计算。

5.1 矢量磁位的定义

由于磁感应强度的散度为零, 即 $\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$, 所以可以引入一个矢量 \mathbf{A} , 定义

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (1.3-30)$$

这是因为任意一个矢量函数的旋度再取散度, 其结果一定为零, 即 $\nabla \cdot (\nabla \times \mathbf{A}) = 0$ 。因此, 无论 \mathbf{A} 为何值, 都可以使得磁感应强度满足其旋度为零的物理特性。 \mathbf{A} 即为矢量磁位, 其单位为韦/米(Wb/m)。

由矢量分析理论可知, 必须同时规定一个矢量函数的旋度与散度, 才能使该矢量具有唯一性。因此还必须规定 \mathbf{A} 的散度, 该散度可以任意规定, 规定的方式不同, 相对于一个磁感应强度分布, \mathbf{A} 会不同, 但对 \mathbf{A} 求散度后的磁感应强度值一定相同。为方便起见, 可定义 \mathbf{A} 的散度为零, 即 $\nabla \cdot \mathbf{A} = 0$, 此规定称为库仑规范。

5.2 矢量磁位满足的方程

将 \mathbf{A} 的定义式 (1.3-30) 与介质的成分方程 $\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$ 代入恒定磁场方程组的另一个方程 $\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}$ 可得

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \right) = \mathbf{J} \quad (1.3-31)$$

此为矢量磁位 \mathbf{A} 所满足的方程, 该方程可以完全表征恒定磁场的特性, 因为 \mathbf{A} 的引入可以自动满足磁场基本方程组中的一个方程, 而式 (1.3-31) 又是直接来源于另一个方程与成分方程。在均匀介质区域中, 磁导率为常数, 故式 (1.3-31) 变为

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{A} = \mu \mathbf{J}$$

应用矢量恒等式 $\nabla \times \nabla \times \mathbf{A} = \nabla (\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A}$, 因选 $\nabla \cdot \mathbf{A} = 0$, 故有

$$\nabla^2 \mathbf{A} = -\mu \mathbf{J} \quad (1.3-32)$$

此方程为均匀介质中, 采用库仑规范下矢量磁位所满足的泊松方程。在直角坐标系下, 矢量泊松方程可以分解为三个分量的标量泊松方程。

由 \mathbf{A} 所满足的泊松方程可得在无限大均匀介质中, \mathbf{A} 与电流密度的关系为

$$\mathbf{A} = \frac{\mu}{4\pi} \iiint_V \frac{\mathbf{J}}{r} dV \quad (1.3-33)$$

由上式可以求解无限大均匀介质中已知电流分布时的矢量磁位。上式所对应的 \mathbf{A} 的参考点为无限远处。

从上式可以看出, 矢量磁位 \mathbf{A} 的方向与电流密度的方向相同。这与磁场强度不同。对于平行平面场, 若电流仅有 z 方向的分量, 磁场强度则有 x 和 y 两个方向的分量, 而矢量磁位 \mathbf{A} 仅有 z 方向的一个分量, 矢量退化为标量; 对于轴对称问题, 矢量磁位 \mathbf{A} 仅有角度方向的分量。因此, 在二维中, 求解矢量磁位比求解场强要简单的多。在三维中, 一般求解 \mathbf{A} 同样比求解场强要简单, 因为 \mathbf{A} 满足泊松方程, 而磁场强度满足旋度方程等。

5.3 一根短导线的矢量磁位

空气中一根长为 l 的短载流导线, 电流为 I 。基于式 (1.3-33), 线电流的矢量磁位为

$$\mathbf{A} = \frac{\mu}{4\pi} \int_l \frac{I d\mathbf{l}}{r} \quad (1.3-34)$$

由于导线很短, 导线各处到场点的距离 r 可以近似认为是一个常数, 可以提到积分号外, 因此有

$$\mathbf{A} = \frac{\mu_0 I l}{4\pi r} \mathbf{k} \quad (1.3-35)$$

式中: \mathbf{k} 为电流方向的单位矢量。

对于一段曲线导线, 要利用式 (1.3-34) 通过积分求取 \mathbf{A} 一般比较困难, 因为其定积分不易求出。此时需要利用数值积分。而最简单的近似计算方法是将导线划分为许多小段, 每段产生的 \mathbf{A} 利用式 (1.3-35) 求出, 将所有段的贡献叠加便可求出 \mathbf{A} 的最终结果。对于体分布的电流可以划分为许多小棱柱单元, 每个单元产生的 \mathbf{A} 视为一小段线电流, 利用式 (1.3-35) 求出其产生的 \mathbf{A} , 叠加所有单元的贡献即可求出最终结果。

5.4 一对无限长传输线的矢量磁位

空气中一对通有相反方向电流的长直导线, 其磁场是平行平面场, 设导线方向沿 z 轴, 则 \mathbf{A} 仅有 z 分量, 其为 x 和 y 的函数。在 xy 平面上, 矢量磁位的表达式为

$$\mathbf{A} = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \ln \frac{R_2}{R_1} \mathbf{k} \quad (1.3-36)$$

式中: 单位矢量 \mathbf{k} 与导线 1 中电流的方向一致; R_1 和 R_2 分别为导线 1 和导线 2 到场点的距离。

5.5 矢量磁位满足的界面条件

上面通过场强满足的基本方程组得到了矢量磁位满足的偏微分方程。基于磁感应强度和磁场强度的交界面条件可以得到 \mathbf{A} 的交界面条件。基于磁通连续性原理与磁感应强度的法向连续, 可以得到 \mathbf{A} 在界面上是连续的; 再基于 \mathbf{H} 的切向界面条件可得 \mathbf{A} 所满足的两个界面条件为

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2 \quad (1.3-37)$$

$$\frac{1}{\mu_1} (\nabla \times \mathbf{A}_1)_t - \frac{1}{\mu_2} (\nabla \times \mathbf{A}_2)_t = \mathbf{J}_s \quad (1.3-38)$$

式中: t 为矢量在界面上的切向分量。在二维平行平面场或轴对称场中, 可以根据 \mathbf{A} 的特性与界面的方向明确 t 的方向与交界面条件的简化表达形式。在二维平行平面场中, 边界条件的第二个方程式 (1.3-38) 可简化为

$$\frac{1}{\mu_1} \frac{\partial A_{z1}}{\partial n} = \frac{1}{\mu_2} \frac{\partial A_{z2}}{\partial n} \quad (1.3-39)$$

在轴对称场中, 根据界面的方向不同, 交界面条件有不同的形式。但对于平行于坐标轴的界面, 如果面电流密度为零, 则界面条件式 (1.3-38) 具有如下形式

$$\frac{1}{\mu_1} \frac{\partial A_{\phi 1}}{\partial n} = \frac{1}{\mu_2} \frac{\partial A_{\phi 2}}{\partial n} \quad (1.3-40)$$

5.6 矢量磁位描述的磁力线

在二维平行平面场中, 根据磁力线上任一点的切向 $d\mathbf{l} = dx\mathbf{i} + dy\mathbf{j}$ 与该点磁感应强度 $\mathbf{B} = B_x\mathbf{i} + B_y\mathbf{j}$ 同方向的性质, 可以得到磁力线的方程为

$$\frac{dx}{B_x} = \frac{dy}{B_y} \\ -B_y dx + B_x dy = 0$$

利用

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} = \mathbf{i} \frac{\partial A_z}{\partial y} + \mathbf{j} \left(-\frac{\partial A_z}{\partial x} \right)$$

将上式 \mathbf{B} 的各分量与 A_z 的微分关系代入磁力线方程可得 $dA_z = 0$, 即在二维平行平面场中, 用 A 表示的磁力线方程为 $dA_z = 0$, 此方程的含义就是 A 为常数。因此, 在二维平行平面场中, 等 A 线即为磁力线。类似可得, 轴对称场中等 rA 线为磁力线。

由此可知,在场域边界上,如果边界正好是一条磁力线,则在该边界上 A 为已知常数(轴对称场 rA 为常数),即为 A 的一类边界条件。而当边界为垂直于磁力线的线段时,边界上无磁感应强度的切向分量,则 A 的法向导数为零,即为 A 的齐次二类边界条件。

5.7 由矢量磁位表示磁通

由矢量磁位与磁感应强度的关系,并运用斯托克斯定理可得磁通的表达式为

$$\Phi = \iint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = \iint_S (\nabla \times \mathbf{A}) \cdot d\mathbf{S} = \oint_L \mathbf{A} \cdot d\mathbf{l} \quad (1.3-41)$$

式(1.3-41)表明,穿过面积 S 的磁通等于矢量磁位沿该面积的轮廓线的线积分。该表达式为求解磁通提供了另一种方法。在下面的电感计算中将体现该方法的优点。

5.8 标量磁位的定义

为了在某些情况下简化磁场计算,考虑到在没有自由电流的区域有 $\nabla \times \mathbf{H} = 0$, 因此可以将 \mathbf{H} 表示为一个标量函数的梯度,即令

$$\mathbf{H} = -\nabla \varphi_m \quad (1.3-42)$$

式中: φ_m 为磁场的标量磁位, A 。

因为一个标量函数的梯度再取旋度一定为零,所以引入标量磁位可以使得磁场强度旋度为零的特性得到自动满足。式(1.3-42)中的负号是为了与电场和电位的关系在形式上一致。容易理解,两点之间的标量磁位差等于磁场强度沿两点间的任意曲线上的线积分。但是,若该曲线与电流 I 交链一次,这两点间的积分或标量磁位差就会变化一个值,其大小为 I 。因此,标量磁位可能是多值。但这种多值对于取梯度后的磁场强度计算没有影响。

5.9 标量磁位满足的方程与界面条件

引入标量磁位已经使得基本方程 $\nabla \times \mathbf{H} = 0$ 得到自动满足,将 φ_m 的定义式代入另一个基本方程 $\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$, 并运用成分方程可得 φ_m 所满足的方程为

$$\nabla \cdot (\mu \nabla \varphi_m) = 0 \quad (1.3-43)$$

对于均匀介质区域有

$$\nabla^2 \varphi_m = 0 \quad (1.3-44)$$

标量磁位在不同介质交界面上的界面条件为

$$\varphi_{m1} = \varphi_{m2} \quad (1.3-45)$$

$$\mu_1 \frac{\partial \varphi_{m1}}{\partial n} = \mu_2 \frac{\partial \varphi_{m2}}{\partial n} \quad (1.3-46)$$

当求解区域中没有电流时,若能给定标量磁位的边界条件,则可以通过求解标量磁位的边值问题得到解答。

6 恒定磁场的屏蔽

恒定磁场的屏蔽是利用磁介质的磁化对外场的影响特性,或者形象地理解为外场使得磁介质表面和体内产生磁化电流,该电流产生一个抵消外加磁场的附加磁场,使得要被屏蔽区域的合成磁场小于磁介质或屏蔽体放置之前的场;有的情况也可以形象地认为是利用磁介质的导磁特性,通过屏蔽体作为磁通路改变原磁场的分布,减小被屏蔽区域的合成磁场。利用磁介质作为屏蔽体的恒定磁场屏蔽与利用导体的静电场屏蔽在原理和结果上具有很大区别。闭合导体壳可以对其外的静电场达到完全屏蔽,但要完全屏蔽恒定磁场从理论上讲几乎不可能。

6.1 圆柱壳对外场的屏蔽

一个长直磁屏蔽圆柱壳,内外半径分别为 a 和 b , 放入均匀外磁场中,外磁场强度为 H_0 。圆柱壳内空腔的磁场是均匀的,其大小为

$$H = \frac{4H_0}{\mu_r \left[1 - \left(\frac{a}{b} \right)^2 \right]} \quad (1.3-47)$$

显然,屏蔽材料的相对磁导率 μ_r 越大,壳壁越厚,则屏蔽效果越好。但是,腔内的场并不与厚度成严格反比。对于其他形状的屏蔽体也是如此,当屏蔽体厚度增大到一定程度,再增加厚度屏蔽效果增长会变得不明显。

6.2 圆柱壳对内场的屏蔽

导磁材料圆柱壳对于其内位于圆柱轴线上的单根载流导线的场无屏蔽作用。如果在一根长直载流导线外套装一个导磁材料圆柱壳,且导线位于圆柱轴心,则容易用安培环路定律验证,在有无圆柱壳时,各处的磁场强度不变。但若在成回路的双根或多根导线外加设导磁圆柱壳,即壳内各导线的电流总合为零时,圆柱壳具有很好的屏蔽作用。

7 电感与典型结构的电感计算

电感分为自感与互感,是恒定磁场中的重要参数,表征一定结构的线圈和磁介质下,线圈中加一定电流时空间所储存的磁场能量的大小。一个线圈或一个闭合回路构成一个自感,而两个或多个线圈间存在互感。

7.1 磁通与磁链

磁通是定义在面积上的量。前面已指出,磁感应强度 \mathbf{B} 在曲面 S 上的面积分称为穿过该曲面或与该曲面交链的磁通,即

$$\Phi = \iint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \quad (1.3-48)$$

而磁链是定义在线圈上的量,是一个线圈或电流回路的所有匝导线所交链的磁通的总和。如果一个线圈每匝所交链的磁通均为 Φ , 线圈的匝数为 N , 则线圈的磁链为 $\Psi = N\Phi$ 。所以磁链实际上是磁通匝链数。

7.2 自感

假设一个回路通以电流 I , 由该电流产生的、交链于该回路的磁链与电流的比值称为该回路的自感系数,简称为自感,即

$$L = \Psi / I \quad (1.3-49)$$

电感的单位为亨(H)。

电感是线圈的固有参数,虽然由磁链与电流的比值定义了其大小,但并不是因为在线圈上施加了电流才有电感。如果系统内没有非线性磁介质,则无论加多大电流,则根据定义式(1.3-49)解出的电感值是相同的。但是,对于非线性介质,线圈工作在不同激励电流下电感值是不同的,必须通过施加实际工作电流来计算磁链而得到电感值。

一个导体回路的自感分为外自感与内自感。回路中的电流所产生的大部分磁通环绕着导线在导线外闭合,与导线中的整个电流交链,这种磁通对应的磁链称为外磁链,相应的自感称为外自感。当考虑回路导线截面积时,会有一部分磁通穿过导体,只与导线中的部分电流交链,这部分磁通对应的磁链称为内磁链,相应的自感称为内自感。由于内磁链仅交链部分电流,小于一匝导线的电流,因此磁链等于磁通乘

以一个小于1的数值,该数值等于被交链的电流与一匝电流的比值。对于长直圆柱导体,无论其半径如何,单位长度的内自感均为

$$L_{in} = \mu / (8\pi) \quad (1.3-50)$$

式中: μ 为导体材料的磁导率。

对于曲率不大的线圈,导线的内自感可以近似利用此公式计算。回路的自感等于内自感与外自感之和。

7.3 互感

在多个回路构成的系统中,设回路1中的电流 I_1 产生的与回路2交链的磁链为 Ψ_{21} ,将该磁链与电流之比称为回路1对回路2的互感,即

$$M_{21} = \Psi_{21} / I_1 \quad (1.3-51)$$

式中磁链 Ψ_{21} 为回路2的各匝线圈的磁通之和。同理可以定义回路2对回路1的互感为

$$M_{12} = \Psi_{12} / I_2 \quad (1.3-52)$$

对于线性磁介质系统,可以证明两个互感相等,即

$$M_{21} = M_{12} \quad (1.3-53)$$

因此,在计算两个线圈间的互感时,可以在第1个线圈中加电流,求其在第2个线圈上产生的磁链;也可以反过来计算。哪一种简便就采用哪一种方法,有些情况下其中一种方法可能会很简单,而另一种方法可能无法得到结果,下面的互感器模型的互感计算是表明此方法的典型实例。

7.4 电感的计算

自感与互感均可以通过其定义式通过设定电流求磁链的方法计算。然而,如果注意到磁通可以由矢量磁位的线积分求得,则可以得到电感的另一种计算方法。

对于图1.3-7所示的位于无限大空间的两个任意形状的细导线回路,设 l_1 与 l_2 分别为两导线的几何中心线,在回路1中通有电流 I_1 ,其产生的矢量磁位计为 A_1 ,则在回路2中产生的磁通为

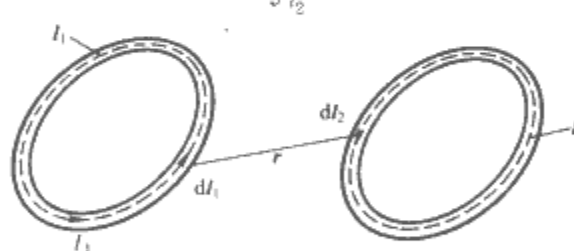
$$\Phi_{21} = \oint_{l_2} A_1 \cdot dl_2 \quad (1.3-54)$$


图 1.3-7 两个任意形状的细导线回路

根据已知线电流计算矢量磁位的方法

$$A_1 = \frac{\mu_0 I_1}{4\pi} \oint_{l_1} \frac{dl_1}{r_{12}} \quad (1.3-55)$$

将式(1.3-55)代入式(1.3-54)并利用互感的定义式(1.3-51),可得回路1对回路2的互感为

$$M_{21} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{l_2} \oint_{l_1} \frac{dl_1 \cdot dl_2}{r_{12}} \quad (1.3-56)$$

式(1.3-56)称为诺伊曼公式。利用该公式可以计算任意两回路间的互感,主要问题是积分的计算。将上面对 l_1 与 l_2 的积分次序颠倒,便得到 M_{21} ,由此可以看到 $M_{21} = M_{12}$,这是证明该等式成立的简便方法,利用其他方法说明两种互感相等比较困难。

另外,一个线圈的电感 L 、电流 I 与此时系统储存的磁场能量 W_m 之间的关系为

$$W_m = \frac{1}{2} LI^2 \quad (1.3-57)$$

因此,计算电感的另一种方法是假设线圈中通有电流 I ,然后计算能量 W_m ,由 $L = 2W_m / I^2$ 得到电感。采用此方法的优点是不需要计算线圈每匝的磁通,避免计算磁链,仅需要计算整个空间的能量即可,是实际中常用的计算方法。

7.5 圆环形导线的自感

对于图1.3-7所示的一个回路(如 l_1),若为半径 R 的圆环导线回路(R 指中心线的半径),导线的截面半径为 a ($R \gg a$)。利用诺伊曼公式,并将线圈中心线取为 l_1 , l_2 取为导线的内表面轮廓线,则可以计算出回路的外自感。但该积分计算比较复杂,经过计算并进行适当近似处理,所得圆环导线的外自感为

$$L \approx \mu_0 R \left(\ln \frac{8R}{a} - 2 \right) \quad (1.3-58)$$

对于紧绕在一起的 N 匝线圈或线圈高度远小于半径的线圈,其自感等于式(1.3-58)乘以 N 的平方。线圈的总自感还要加上内自感。

7.6 直导线的自感与两根平行导线的互感

长为 l , 半径为 a 的导线的外自感为

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \left(l \ln \frac{l + \sqrt{a^2 + l^2}}{a} - \sqrt{a^2 + l^2} + a \right) \quad (1.3-59)$$

无限长导线的自感为无限大。若两根导线的间距为 d ,则将式(1.3-59)的 a 改为 d 即为两导线间的互感。

7.7 平行板传输线的自感

位于空气中的两平行板中心线间距为 d ,板宽为 b ($b \gg d$),板厚均为 t ,板的磁导率为 μ_1 ,则自感为

$$L = \frac{2\mu_1 t}{3b} + \frac{\mu_0 d}{b} \quad (1.3-60)$$

7.8 同轴电缆模型的自感

电缆心线截面半径为 R_1 ,外皮内半径为 R_2 ,假设外皮较薄故忽略外皮内自感。由在心线设电流 I (电流从外皮返回),求心线与外皮之间单位长一个纵截面上的磁通(在电缆横截面上看到的该磁通截面是半径上从心线表面到外皮的线段),可以得到电缆的外自感,单位长度的外自感与心线内自感之和为

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{R_2}{R_1} + \frac{\mu}{8\pi} \quad (1.3-61)$$

7.9 密绕直螺线管的自感

若一螺线管线圈的总匝数为 N ,长为 l ,半径为 R ,截面积 $S = R^2 \pi$,则线圈的自感为

$$L = \mu_0 N^2 S [(R^2 + l^2)^{\frac{1}{2}} - R] / l^2 \quad (1.3-62)$$

若忽略边缘效应,则电感为

$$L = \mu_0 N^2 S / l \quad (1.3-63)$$

7.10 两对传输线之间的互感

如图1.3-8所示两对长直传输线 AB 与 CD ,要求解两者间的互感,可以在传输线 AB 中加电流 I ,求其在另一对传输线 CD 间的面积上产生的磁通(长度为 l)。利用矢量磁位描述的磁通,沿导线 CD 对矢量磁位进行环路积分,并利

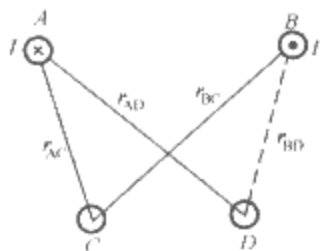


图 1.3-8 两对传输线之间的互感计算

用一对无限长传输线的矢量磁位，可得磁通为

$$\begin{aligned}\Phi &= \oint_{CC'D'DC} \mathbf{A} \cdot d\mathbf{l} = -A_C l + A_D l \\ &= -\left(\frac{\mu_0 I}{2\pi} \ln \frac{r_{AC}}{r_{BC}}\right) l + \left(\frac{\mu_0 I}{2\pi} \ln \frac{r_{AD}}{r_{BD}}\right) l \\ &= \frac{\mu_0 I l}{2\pi} \ln \frac{r_{AD} r_{BC}}{r_{AC} r_{BD}}\end{aligned}$$

所以互感为

$$M = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \ln \frac{r_{AD} r_{BC}}{r_{AC} r_{BD}} \quad (1.3-64)$$

7.11 一对传输线的自感

传输线两导线中心距离为 D ，导线半径为 R 。将传输线中心轴线视为一对传输线，将两根导线的内侧边缘处设为另一对传输线，则利用式 (1.3-64) 可得一对传输线的外自感，再加上两导体的内自感，单位长的自感为

$$L = \frac{\mu_0}{\pi} \ln \frac{D-R}{R} + \frac{\mu}{4\pi} \quad (1.3-65)$$

7.12 长导线与圆环导线的互感

圆环导线平面内一根无限长导线，圆心与导线间的距离为 R ，圆的半径为 r ($R > r$)，则两者的互感为

$$M = \mu_0 (R - \sqrt{R^2 - r^2}) \quad (1.3-66)$$

7.13 电流互感器模型的互感与自感

矩形截面的环状铁心上均匀密绕有 N 匝导线制成一个镯形线圈，如图 1.3-9 所示，铁心的磁导率为 μ ，一根导线穿过镯环。无论该导线是否位于镯环中心线上，导线是否弯曲，导线与镯形线圈之间的互感均为

$$M = \frac{\mu h N}{2\pi} \ln \frac{R_2}{R_1} \quad (1.3-67)$$

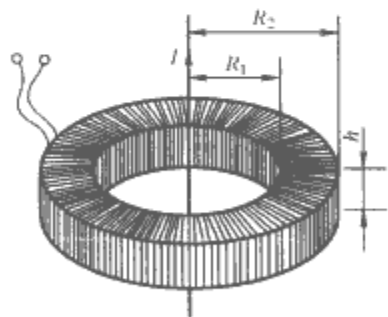


图 1.3-9 电流互感器模型

如果导线在镯形线圈上绕置 N_2 匝，则互感等于式 (1.3-67) 乘以 N_2 。另外，测量线圈的自感为式 (1.3-67) 乘以 N 。

求该互感时，应该假设在互感器铁心上的线圈（称为测量线圈或二次线圈）中通电流，求穿过被测导线的磁链。因为此时测量线圈产生的磁通全部集中在铁心中，磁通很容易计算。更重要的是只要被测导线环绕铁心或穿过铁心，则不论导线的位置在何处，其交链的磁通一定相同，均为铁心中

的磁通。若要反过来在被测导线中通电流，求测量线圈交链的磁通，则当导线不在圆环轴线上时，几乎无法求解。

被测导线在互感器中心处与偏心处的互感相同，互感器可以测得相同的电流值。当然前提条件是忽略测量线圈加电流时产生的漏磁场，即不在铁心中形成磁力线回路的磁场，而带有铁心的线圈或实际互感器的漏磁一般很小，满足此假设。

7.14 两个嵌套螺线管的互感

两个螺线管线圈的匝数分别为 N_1 和 N_2 ，长分别为 l_1 和 l_2 ，半径分别为 R_1 和 R_2 。基于螺线管线圈的自感公式 (1.3-63) 和上面介绍的互感关系可知，不论两个线圈是否同轴，只要嵌套在一起，并设两个线圈在长度方向的公共部分为 l ，公共部分的匝数分别为 N'_1 和 N'_2 ，取 R 为 R_1 和 R_2 的较小者，在忽略端部效应下，两线圈的互感为

$$M = \mu_0 \pi N'_1 N'_2 R^2 / l \quad (1.3-68)$$

8 磁场能量与磁场力

磁场对于载导体或运动电荷具有作用力的现象表明磁场具有能量。除了直接利用安培力的定义式计算恒定磁场对电流的作用力外，磁场力的求解可以通过能量对位移的变化率进行，由此得到了求解磁场力的虚功法或虚位移法。而磁场能量有多种表示形式。

8.1 用电流和磁链表示的磁场能量

对于由 n 个载流回路组成的系统，若各回路的电流为 I_k 磁链为 Ψ_k 。则系统所储存的磁场能量为

$$W_m = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n I_k \Psi_k \quad (1.3-69)$$

8.2 用电流和电感表示的磁场能量

如果已知各回路的电流与回路的自感和互感，根据上式及磁链与电感的关系，可得系统储存的磁场能量为

$$W_m = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n L_k I_k^2 + \frac{1}{2} \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^n M_{jk} I_j I_k \quad (j \neq k) \quad (1.3-70)$$

具有两个回路的系统有

$$W_m = \frac{1}{2} L_1 I_1^2 + \frac{1}{2} L_2 I_2^2 + M_{12} I_1 I_2 \quad (1.3-71)$$

8.3 用电流密度和矢量磁位表示的磁场能量

如果已知系统的体电流密度分布和矢量磁位分布，根据磁通与矢量磁位的关系，可得系统储存的磁场能量为

$$W_m = \frac{1}{2} \iiint_V \mathbf{A} \cdot \mathbf{J} dV \quad (1.3-72)$$

利用上式计算能量，仅需要对电流区域进行积分。

8.4 用场强表示的磁场能量

系统的磁场能量可表示为

$$W_m = \frac{1}{2} \iiint_V \mathbf{H} \cdot \mathbf{B} dV \quad (1.3-73)$$

磁场能量体密度为

$$w_m = \frac{1}{2} \mathbf{H} \cdot \mathbf{B} \quad (1.3-74)$$

8.5 安培力

处于磁场 \mathbf{B} 中的一段带有电流 I 的导线，所受的磁场力

为沿导线的线积分

$$f = \int_l dl \times B \tag{1.3-75}$$

若电流为体分布, 则有

$$f = \iiint_V J \times B dV \tag{1.3-76}$$

此处的 B 为除去受力的导线中的电流所产生的磁感应强度。

8.6 计算磁场力的虚位移法

利用上面的积分计算力有时很繁琐, 特别是载流导体为铁磁物质时, 不易用式 (1.3-76) 计算。可采取虚位移法或虚功法计算。载流导体所受的磁场力有使该物体移动的趋势, 伴随该位移磁场将对物体做功, 磁场能发生变化。载流导体所受的磁场力可以通过能量对位移的微分来计算, 计算公式为

$$f = \pm \frac{\partial W_m}{\partial g} \tag{1.3-77}$$

式 (1.3-77) 中正负号表示力的方向。当物体移动时, 若系统中各电流保持不变, 则取正号; 当磁链保持不变时, 取负号。当计算结果为正时表示受力方向使位移 g 增加, 反之为减小。

磁场力的方向一定是使得系统的电感 (自感或互感) 增加。例如, 一个圆环线圈的导线所受的磁场力是使得圆环导线向外扩张, 因为圆环扩大自感增加; 类似地, 对于两根传输线, 电流方向相反, 则导线受到相互排斥力, 因为这两根导线构成自感, 间距增加自感加大。若两传输线电流方向相同, 则导线受到相互吸引力, 因为这两根导线构成互感, 间距减小互感加大。又如, 空心螺线管线圈端部外有一个磁介质体 (其磁导率大于空气), 则该介质体的受力方向一定是使介质体受到进入线圈的吸力, 原因是介质体的被吸入可以使自感增加。再如, 两个载流回路, 如果回路 1 在回路 2 包围的面积上产生的总磁通与回路 2 在其面积上产生的磁通的方向相同, 即两电流类似于同名端流向, 则两回路相互吸引, 使得互感能量增加, 反之亦然。由此可以得知, 螺线管线圈的匝间相互作用力为轴向吸力, 半径方向有向外扩张的力。

9 镜像法

镜像法可以将一些看起来求解比较复杂的问题很容易地得到解决。镜像法的理论基础是解的唯一性定理。只要在求解场域之外引入虚设电流后, 新场域模型的边界条件与原问题的边界条件相同, 则镜像电流的设置就是正确的。

9.1 载流导线对理想导磁材料表面的镜像

空气中有一根无限长载流直导线, 其下方是一个磁导率为无限大的材料表面, 导线平行于材料表面, 间距为 h , 要求解表面上方半无限大空气区域的磁场, 可以采用镜像法。在表面下方 h 处放置一个大小与方向均与原电流相同的镜像电流, 将整个求解场域视为无限大空气区域, 则原场域中任一点的磁场由原电流与镜像电流所产生的场叠加而得。镜像电流的位置、大小与方向设定是使得表面上磁场强度的切向为零, 仅无法向, 这是原问题的边界条件。

9.2 载流导线对无限大介质交界平面的镜像

有两种磁介质, 磁导率分别为 μ_1 和 μ_2 , 两者的分界面为无限大平面, 在第一种介质中有一平行于分界面的无限长直导线, 带有电流 I , 结构类似于图 1.1-12 (a) 所示的电

荷与介质的关系。对于 μ_1 区的电场, 可以通过类似图 1.1-12 (b) 所示的镜像进行计算, 即 μ_1 区中的磁场可视为原电流与镜像电流 I' 在无限大均匀介质 μ_1 中的叠加; 对于 μ_2 区的电场, 可以通过类似图 1.1-12 (c) 所示的镜像进行计算, 即将 μ_2 区中的磁场视为一个镜像电流 I'' 在无限大均匀介质 μ_2 中的结果; 镜像电流的数值为

$$I' = \frac{\mu_2 - \mu_1}{\mu_1 + \mu_2} I \tag{1.3-78}$$

$$I'' = \frac{2\mu_1}{\mu_1 + \mu_2} I \tag{1.3-79}$$

9.3 载流导线对圆柱体的镜像

一个无限长圆柱附近有一根无限长线电流 I , 电流方向向外, 圆柱外与圆柱内的磁导率分别为 μ_1 和 μ_2 , 如图 1.3-10 (a) 所示。求解圆柱外区域的磁场时, 在镜像点放置一个线电流 I' , 在轴心处放置一个线电流 $-I'$ [见图 1.3-10 (b)], 且 I' 的表达式与式 (1.3-78) 相同, 再加上原电流, 并将区域设为无限大均匀介质 μ_1 。镜像位置坐标为

$$b = \frac{R^2}{d} \tag{1.3-80}$$

求解圆柱内区域时, 在原电荷的位置处放置一个线电流 I'' , 且 I'' 的表达式与式 (1.3-79) 相同, 并将区域设为无限大均匀介质 μ_2 。

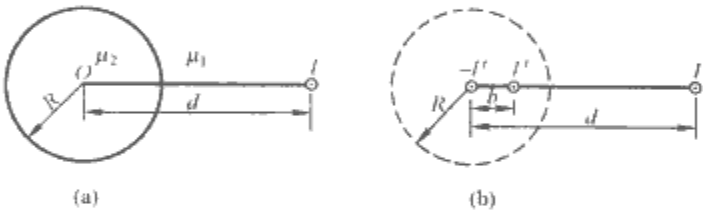


图 1.3-10 载流导线对圆柱体的镜像
(a) 原问题; (b) 镜像结构

10 一些材料的相对磁导率

一些材料的相对磁导率见表 1.3-1。

表 1.3-1 一些材料的相对磁导率
(常温、低频下的线性区的数值)

| | 材料名称 | 相对磁导率 μ_r |
|-------|---|---------------|
| 抗磁性材料 | 铍 | 0.999 834 |
| | 金 | 0.999 964 |
| | 银 | 0.999 974 |
| | 铅 | 0.999 982 |
| | 锌 | 0.999 986 |
| | 铜 | 0.999 990 2 |
| | 硅 | 0.999 997 |
| | 汞 | 0.999 971 |
| | 水 | 0.999 990 9 |
| | CO ₂ (1.01×10 ⁵ Pa) | 0.999 988 1 |
| 顺磁性材料 | 空气 (1.01×10 ⁵ Pa) | 1.000 000 4 |
| | 氧气 (1.01×10 ⁵ Pa) | 1.000 001 94 |
| | 镁 | 1.000 012 |
| | 铝 | 1.000 022 |
| | 钨 | 1.000 068 |
| | 铂 | 1.000 26 |
| | 硫酸锰 | 1.003 6 |

| 续表 | | | 续表 | | |
|-------|------|---------------|---------|------------------|---------------|
| | 材料名称 | 相对磁导率 μ_r | | 材料名称 | 相对磁导率 μ_r |
| 铁磁性材料 | 钴 | 250 | (近似最大值) | 铁 (0.2 杂质) | 5000 |
| | 镍 | 600 | | 硅钢 (4Si) | 7000 |
| | 铁氧体 | 1000 | | 铁镍合金 | 100 000 |
| | 软钢 | 2000 | | 78 坡莫合金 | 100 000 |
| | 变压器钢 | 3000 | | 纯铁 (0.05 杂质) | 200 000 |
| | | | | 导磁合金 (5Mo, 79Ni) | 1 000 000 |

第4章 时变电磁场

1 电磁感应定律

1.1 磁链

一个线圈放在磁场中,线圈所环绕的总磁通叫做磁链。如果线圈只有一匝,则线圈的磁链就等于磁通;如果线圈有多匝,则线圈的磁链就等于各匝磁通之和;如果线圈是密绕,即导线很细,绕在一起,则各匝线圈的磁通相同,整个线圈的磁链就等于各匝线圈磁通与匝数的乘积。

1.2 感应电动势

一个线圈放在磁场中,当磁场发生变化时,线圈中会产生电动势,这种电动势称为感应电动势。当把线圈作为电源时,感应电动势就是电源的开路电压。当线圈闭合时,就会产生感应电流。

1.3 电磁感应定律

当线圈环绕的磁链发生变化时,线圈中产生感应电动势。感应电动势的大小等于磁链随时间的变化率。感应电动势的方向可由楞次定律给出。假定感应电动势的参考方向与磁通的参考方向成右手螺旋关系,感应电动势的表达式

$$e = - \frac{d\Phi}{dt} \quad (1.4-1)$$

1.4 楞次定律

当闭合线圈环绕的磁链发生变化时,线圈中感应电流所产生的磁场总是企图抵消原磁场的变化。当原磁场增大时,感应电流产生的磁场与原磁场方向相反;当原磁场减小时,感应电流产生的磁场与原磁场方向相同。闭合线圈中产生感应电流的原因是感应电动势,因此感应电动势的方向与感应电流方向相同。当线圈不闭合时,感应电流为零,但感应电动势照样存在。

1.5 感应电场

闭合线圈在变化磁场中会产生感应电流,不闭合线圈仍然会产生感应电动势,不导电回路也有电动势。根据电动势的定义,电动势是电场强度的线积分。因此变化的磁场会在空间产生电场,该电场称为感应电场。感应电场的线积分即感应电动势。闭合回路的感应电动势就是感应电场的闭合线积分。与库仑电场不同,感应电场强度的闭合线积分不恒为零。

1.6 洛伦兹力

运动电荷在磁场中受到磁场的作用力。这个作用力称为洛伦兹力。将运动电荷看作是一个点电流,其强度为 qv ,用安培力定律就可以解释洛伦兹力。

1.7 动生电动势(发电机电动势)

动生电动势是感应电动势的一种。当回路的一部分或全

部在恒定磁场中运动时,回路的磁通发生变化产生电动势。

1.8 感生电动势(变压器电动势)

感生电动势是感应电动势的一种。当回路不动时,由于磁场随时间变化,回路环绕的磁通发生变化产生电动势。

1.9 动生电动势与洛伦兹力的关系

磁场中运动的导线中会产生感应电动势,说明导体所在位置有电场存在,导体中的电荷受到电场力的作用。将运动导体看作电流,则电流将受到磁场力的作用。当观察者坐标放在运动的导体上时,导体内电荷受到电场力作用;当观察者坐标放在恒定磁场不随导体运动时,导体内电荷受到磁场力的作用。这个作用力是同一个作用力,从不同角度观察会得出不同的概念。感应电场力与洛伦兹力是同一个东西。其表达式为 $F = q\mathbf{v} \times \mathbf{B}$,其中 $\mathbf{v} \times \mathbf{B}$ 是感应电场强度。从感应电场强度表达式可以看出电场与磁场的转换关系。将 qv 看作电流,则 F 是磁场 \mathbf{B} 对电流的作用力;将 q 看作电荷,则 F 是电场 $\mathbf{v} \times \mathbf{B}$ 对电荷的作用力。

1.10 电磁感应定律的积分形式

当磁通发生变化时,闭合回路中产生了感应电动势。根据电动势的定义,说明回路中产生了感应电场。感应电场不同于库仑电场。它不是由电荷产生的,而是由磁场的变化或回路的运动引起的。感应电场的电场强度记为 E_i 。因此总的电场强度可表示为 $E = E_c + E_i$ 。库仑电场强度 E_c 的闭合线积分为零。

设 S 为闭合回路 l 限定的曲面,电磁感应定律可写成

$$\oint_l \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = \oint_l \mathbf{E}_i \cdot d\mathbf{l} = e = - \frac{d\Phi}{dt} = - \frac{d}{dt} \iint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \quad (1.4-2)$$

这就是电磁感应定律的积分形式。在右端对时间的全微分中,包含两个因素:一是磁感应强度的变化,二是面积的变化或回路的变化。

1.11 电磁感应定律的微分形式

对电磁感应定律积分形式,应用斯托克斯定理

$$\iint_S \nabla \times \mathbf{E} \cdot d\mathbf{S} = - \iint_S \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S} + \iint_S \nabla \times (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) \cdot d\mathbf{S} \quad (1.4-3)$$

式(1.4-3)对任意曲面 S 都成立,因此得

$$\nabla \times \mathbf{E} = - \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} + \nabla \times (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) \quad (1.4-4)$$

式中: \mathbf{v} 为场点运动的速度。

在静止媒质中,场点坐标系相对静止, $\mathbf{v} = 0$ 。有

$$\nabla \times \mathbf{E} = - \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (1.4-5)$$

这就是电磁感应定律的微分形式。

2 全电流定律

2.1 传导电流

导电媒质中运动电荷形成的电流称为传导电流。传导电流与电场强度之间的关系满足欧姆定律。传导电流密度用 J_C 表示。

2.2 位移电流

空间电场随时间变化产生磁场, 这种效应等效为电流就叫做位移电流, 位移电流密度等于电位移矢量随时间的变化率。位移电流密度的表达式为

$$J_D = \frac{\partial D}{\partial t} \quad (1.4-6)$$

2.3 运流电流

在不导电空间运动电荷产生的电流称为运流电流。运流电流与电场强度之间的关系不满足欧姆定律。运流电流密度用 J_v 表示。

2.4 电荷守恒定律

自然界中的电荷保持总量不变, 不能凭空创造出来也不能凭空被消灭, 它们只能从一处运动到另一处。在研究宏观电磁场时, 正负电荷可以相互抵消。

2.5 电流连续性

在恒定场中, 恒定的传导电流具有连续性, 即电流密度矢量穿过空间上任何一个曲面 (特别是两种媒质的分界面) 时法向分量不会突变。用积分形式表示为电流密度矢量的闭合面积分为零, 用微分形式表示为电流密度的散度为零。在时变电磁场中, 由于电荷密度随时间变化, 传导电流不再保持上述连续性。根据电荷守恒原理, 假定位移电流存在, 将传导电流、运流电流与位移电流之和称为全电流, 则全电流具有连续性。

2.6 全电流定律

将恒定磁场中的安培环路定理推广到时变电磁场, 考虑到全电流的连续性, 需要将原定理中的传导电流换成全电流。全电流定律积分形式表述为磁场强度的闭合线积分等于闭合线所环绕的全电流。表达式为

$$\oint_l \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = i_C + i_D + i_v \quad (1.4-7)$$

全电流定律微分形式表述为磁场强度的旋度等于全电流密度, 即

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}_C + \mathbf{J}_v + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (1.4-8)$$

3 电磁场的基本方程

3.1 麦克斯韦方程组的积分形式

库仑定律、安培定律和法拉第电磁感应定律为电磁场理论提供了坚实的实验基础。在此基础上, 根据电荷守恒原理, 麦克斯韦提出了位移电流假设, 将静电场和恒定磁场的基本方程加以扩展, 推广到时变场, 得到时变电磁场的基本方程组。静电场和恒定磁场都是时变电磁场的特例。时变电磁场的基本方程组通常称为麦克斯韦方程组。

在静止媒质中, 设场点坐标系静止, 电磁场基本方程组

的积分形式为

$$\oint_l \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \iint_S \mathbf{J}_C \cdot d\mathbf{S} + \iint_S \rho_v \cdot d\mathbf{S} + \iint_S \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S} \quad (1.4-9)$$

$$\oint_l \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = - \iint_S \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S} \quad (1.4-10)$$

$$\oiint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = 0 \quad (1.4-11)$$

$$\oiint_S \mathbf{D} \cdot d\mathbf{S} = q \quad (1.4-12)$$

式 (1.4-9) 是全电流定律的表示式, 通常称为麦克斯韦第一方程。该式表明不仅运动的电荷可以产生磁场, 变化的电场也可以产生磁场。式 (1.4-10) 为电磁感应定律的表示式, 通常称为麦克斯韦第二方程。该式表明变化的磁场可以产生电场, 同时表明在时变场中 \mathbf{E} 线可以成为闭合线, 而不像在静电场中 \mathbf{E} 线只能起自正电荷终止于负电荷不形成闭合线。式 (1.4-9) 和式 (1.4-10) 表明变化的电场产生磁场和变化的磁场产生电场。式 (1.4-11) 是磁通连续性原理的表示式, 表明时变场中无磁荷存在。式 (1.4-12) 是静电场中高斯通量定理的表示式, 是麦克斯韦直接从静电场推广应用于时变电磁场的。

3.2 麦克斯韦方程组的微分形式

对积分形式的基本方程, 分别应用斯托克斯定理和散度定理, 即可得到静止媒质中电磁场基本方程组的微分形式

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}_C + \rho_v + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (1.4-13)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = - \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (1.4-14)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (1.4-15)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (1.4-16)$$

3.3 辅助方程

在各向同性媒质中, 有关场矢量之间的关系用下列辅助方程表示

$$\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E} \quad (1.4-17)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (1.4-18)$$

$$\mathbf{J}_C = \gamma \mathbf{E} \quad (1.4-19)$$

3.4 时变电磁场中媒质分界面条件

在连续媒质中, 由于电磁场的各个场量及其对时间和空间的一阶导数均为连续函数, 电磁场基本方程组的微分形式成立。在不同媒质的分界面处, 媒质的参数发生突变, 场矢量不连续, 基本方程组的微分形式遇到困难。但是, 在不同媒质的分界面处, 电磁场基本方程组的积分形式仍然成立。因此, 可以利用积分形式的基本方程导出不同媒质分界面两侧各个场矢量分别应满足的分界面条件。

时变场中分界面条件的推导方法与静电场和恒定磁场中的推导方法基本相同。

在时变场中, 电位移矢量所满足的方程与其在静电场中的方程相同。因此, 电位移矢量的媒质分界面条件与静电场中相同

$$\mathbf{e}_n \cdot (\mathbf{D}_2 - \mathbf{D}_1) = \sigma \quad (1.4-20)$$

即

$$D_{2n} - D_{1n} = \sigma \quad (1.4-21)$$

式 (1.4-20) 中: \mathbf{e}_n 为分界面的法向单位矢量, 从第一种电介质指向第二种电介质; σ 为分界面上自由电荷的面密度。

在时变场中,磁感应强度所满足的方程与其在恒定磁场中的方程相同。因此,磁感应强度的媒质分界面条件与恒定磁场中相同

$$\mathbf{e}_n \cdot (\mathbf{B}_2 - \mathbf{B}_1) = 0 \quad (1.4-22)$$

即

$$B_{2n} = B_{1n} \quad (1.4-23)$$

式(1.4-22)中: \mathbf{e}_n 为分界面的法向单位矢量,从第一种磁媒质指向第二种磁媒质。

在时变场中,电场强度所满足的方程与静电场中有所不同。电场强度的闭合线积分不恒为零,而是闭合线所环绕的磁感应强度随时间变化率的面积分。但这项面积分在分界面条件中不起作用,因此时变场中电场强度的分界面条件与静电场中相同。设 \mathbf{e}_n 是分界面法线方向的单位矢量,由第一种电介质指向第二种电介质; \mathbf{e}_t 是一个切线方向的单位矢量; \mathbf{e}_r 是与 \mathbf{e}_t 垂直的另一个切线方向的单位矢量; \otimes 代表垂直于纸面向里的方向,如图1.4-1所示,则有

$$\mathbf{E}_2 \cdot \mathbf{e}_t - \mathbf{E}_1 \cdot \mathbf{e}_t = 0 \quad (1.4-24)$$

由图1.4-1可知 $\mathbf{e}_t = \mathbf{e}_r \times \mathbf{e}_n$

$$(\mathbf{E}_2 - \mathbf{E}_1) \cdot \mathbf{e}_t = (\mathbf{E}_2 - \mathbf{E}_1) \cdot (\mathbf{e}_r \times \mathbf{e}_n) = 0 \quad (1.4-25)$$

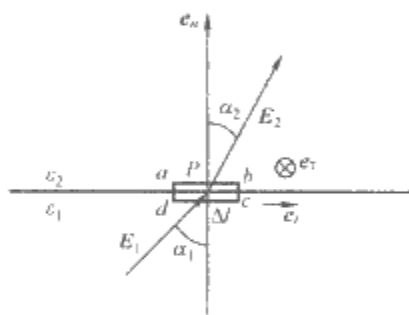


图 1.4-1 电场强度分界面

根据矢量恒等式 $\mathbf{a} \cdot (\mathbf{b} \times \mathbf{c}) = \mathbf{b} \cdot (\mathbf{c} \times \mathbf{a})$ 得

$$(\mathbf{E}_2 - \mathbf{E}_1) \cdot (\mathbf{e}_r \times \mathbf{e}_n) = \mathbf{e}_r \cdot [\mathbf{e}_n \times (\mathbf{E}_2 - \mathbf{E}_1)] = 0 \quad (1.4-26)$$

$\mathbf{e}_n \times (\mathbf{E}_2 - \mathbf{E}_1)$ 为P点沿分界面切线方向的一个矢量, \mathbf{e}_r 可以取为任意的切线方向,所以有

$$\mathbf{e}_n \times (\mathbf{E}_2 - \mathbf{E}_1) = 0 \quad (1.4-27)$$

$$E_{2t} = E_{1t} \quad (1.4-28)$$

在时变场中,磁场强度所满足的方程与恒定磁场中有所不同。磁场强度的闭合线积分不恒等于闭合线所环绕的传导电流而是等于闭合线环绕的全电流。但全电流中的位移电流和运流电流对分界面条件没有贡献。因此时变场中磁场强度的分界面条件与恒定磁场中相同。设 \mathbf{e}_n 是分界面法线方向的单位矢量,由第一种媒质指向第二种媒质; \mathbf{e}_t 是一个切线方向的单位矢量; \mathbf{e}_r 是与 \mathbf{e}_t 垂直的另一个切线方向的单位矢量; \otimes 代表垂直于纸面向里的方向,如图1.4-2所示。则有

$$\mathbf{H}_2 \cdot \mathbf{e}_t - \mathbf{H}_1 \cdot \mathbf{e}_t = \mathbf{K} \cdot \mathbf{e}_r \quad (1.4-29)$$

由图1.4-2可知 $\mathbf{e}_t = \mathbf{e}_r \times \mathbf{e}_n$

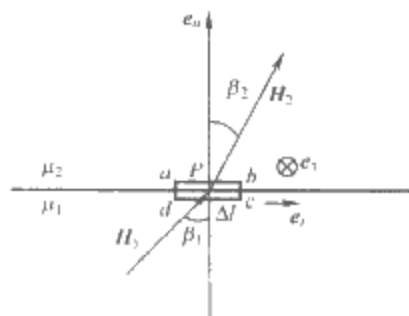


图 1.4-2 磁场强度分界面

$$(\mathbf{H}_2 - \mathbf{H}_1) \cdot \mathbf{e}_t = (\mathbf{H}_2 - \mathbf{H}_1) \cdot (\mathbf{e}_r \times \mathbf{e}_n) = \mathbf{K} \cdot \mathbf{e}_r \quad (1.4-30)$$

根据矢量恒等式 $\mathbf{a} \cdot (\mathbf{b} \times \mathbf{c}) = \mathbf{b} \cdot (\mathbf{c} \times \mathbf{a})$ 得

$$(\mathbf{H}_2 - \mathbf{H}_1) \cdot (\mathbf{e}_r \times \mathbf{e}_n) = \mathbf{e}_r \cdot [\mathbf{e}_n \times (\mathbf{H}_2 - \mathbf{H}_1)] = \mathbf{e}_r \cdot \mathbf{K} \quad (1.4-31)$$

$\mathbf{e}_n \times (\mathbf{H}_2 - \mathbf{H}_1)$ 和 \mathbf{K} 均为P点沿分界面切线方向的矢量, \mathbf{e}_r 可以取为任意的切线方向,所以有

$$\mathbf{e}_n \times (\mathbf{H}_2 - \mathbf{H}_1) = \mathbf{K} \quad (1.4-32)$$

若 $\mathbf{K}=0$,则

$$\mathbf{e}_n \times (\mathbf{H}_2 - \mathbf{H}_1) = 0 \quad (1.4-33)$$

$$H_{2t} = H_{1t} \quad (1.4-34)$$

3.5 电磁场的折射定律

当分界面上不存在自由面电流和自由面电荷时,时变电磁场的分界面条件可简化为

$$E_1 \sin \alpha_1 = E_2 \sin \alpha_2 \quad (1.4-35)$$

$$\epsilon_1 E_1 \cos \alpha_1 = \epsilon_2 E_2 \cos \alpha_2 \quad (1.4-36)$$

$$H_1 \sin \beta_1 = H_2 \sin \beta_2 \quad (1.4-37)$$

$$\mu_1 H_1 \cos \beta_1 = \mu_2 H_2 \cos \beta_2 \quad (1.4-38)$$

式中: α_1 、 α_2 分别为 \mathbf{E}_1 、 \mathbf{E}_2 与分界面法线方向的夹角; β_1 、 β_2 分别为 \mathbf{B}_1 、 \mathbf{B}_2 与分界面法线方向的夹角。

式(1.4-35)除以式(1.4-36)得

$$\frac{\tan \alpha_1}{\tan \alpha_2} = \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \quad (1.4-39)$$

式(1.4-37)除以式(1.4-38)得

$$\frac{\tan \beta_1}{\tan \beta_2} = \frac{\mu_1}{\mu_2} \quad (1.4-40)$$

式(1.4-39)和式(1.4-40)称为电磁场的折射定律。

3.6 正弦稳态电磁场的相量方程

麦克斯韦方程组及其辅助方程适用于随时间任意变化的电磁场量。在线性媒质中,场量随时间变化的函数形式取决于场源 ρ 和 \mathbf{J} 随时间的变化规律。

工程上经常遇到场源随时间正弦变化的情况。而对于非正弦周期变化的场源,也可以将其看做是多个正弦场源的叠加。因此研究正弦稳态电磁场具有重要意义。

将相量与正弦量的关系推广到随时间正弦变化的矢量,得

$$\dot{\mathbf{H}} = \dot{H} e^{j\theta} \leftrightarrow \sqrt{2} \dot{H} \cos(\omega t + \theta) \quad (1.4-41)$$

矢量相量与正弦矢量之间的转化规则同相量与正弦量之间的转化规则一样。因此可以用矢量相量的运算代表正弦变化的矢量的运算。将这种转化应用于麦克斯韦方程组,得相量形式的电磁场基本方程组

$$\nabla \times \dot{\mathbf{H}} = \dot{\mathbf{J}}_C + j\omega \dot{\mathbf{D}} \quad (1.4-42)$$

$$\nabla \times \dot{\mathbf{B}} = -j\omega \dot{\mathbf{B}} \quad (1.4-43)$$

$$\nabla \cdot \dot{\mathbf{B}} = 0 \quad (1.4-44)$$

$$\nabla \cdot \dot{\mathbf{D}} = \dot{\rho} \quad (1.4-45)$$

在各向同性媒质中,复数形式的辅助方程为

$$\dot{\mathbf{D}} = \epsilon \dot{\mathbf{E}} \quad (1.4-46)$$

$$\dot{\mathbf{B}} = \mu \dot{\mathbf{H}} \quad (1.4-47)$$

$$\dot{\mathbf{J}} = \gamma \dot{\mathbf{E}} \quad (1.4-48)$$

4 时变电磁场的能量关系

4.1 电磁场能量密度

电磁场能量分布在整個场域中, 电磁场能量密度等于电场能量密度与磁场能量密度之和。

4.2 坡印亭定理

电磁场满足能量守恒与转换定律。从麦克斯韦方程组微分形式出发可以推导出电磁场能量的转换规律

$$\nabla \cdot (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) = -\frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{1}{2} \mathbf{E} \cdot \mathbf{D} + \frac{1}{2} \mathbf{B} \cdot \mathbf{H} \right) - \mathbf{E} \cdot \mathbf{J} \quad (1.4-49)$$

令 $w = w_e + w_m = \frac{1}{2} \mathbf{E} \cdot \mathbf{D} + \frac{1}{2} \mathbf{B} \cdot \mathbf{H}$, 表示电磁场能量密度, 得

$$\nabla \cdot (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) = -\frac{\partial w}{\partial t} - \mathbf{E} \cdot \mathbf{J} \quad (1.4-50)$$

式 (1.4-50) 两边对任意区域 V 进行体积分, 得

$$\iiint_V \nabla \cdot (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) dV = -\iiint_V \frac{\partial w}{\partial t} dV - \iiint_V \mathbf{E} \cdot \mathbf{J} dV \quad (1.4-51)$$

$$\mathbf{J} = \mathbf{J}_c + \rho \mathbf{v}$$

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_T + \mathbf{E}_e$$

式中: \mathbf{E}_T 为包括局外电场强度在内的总的电场强度; \mathbf{E}_e 为局外电场强度。

将 \mathbf{J} 、 \mathbf{E}_T 、 \mathbf{E}_e 代入式 (1.4-51) 得

$$\begin{aligned} \iiint_V \nabla \cdot (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) dV = & -\iiint_V \frac{\partial w}{\partial t} dV - \iiint_V \mathbf{E}_T \cdot \mathbf{J} dV + \\ & \iiint_V \mathbf{E}_e \cdot \mathbf{J} dV \end{aligned} \quad (1.4-52)$$

整理成为

$$\begin{aligned} \iiint_V \mathbf{E}_e \cdot \mathbf{J} dV = & \iiint_V \frac{\partial w}{\partial t} dV + \iiint_V \mathbf{E}_T \cdot \mathbf{J}_c dV + \iiint_V \rho \mathbf{v} \cdot \mathbf{E}_T dV + \\ & \iiint_V \nabla \cdot (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) dV \end{aligned} \quad (1.4-53)$$

对最后一项体积分应用散度定理, 得

$$\begin{aligned} \iiint_V \mathbf{E}_e \cdot \mathbf{J} dV = & \iiint_V \frac{\partial w}{\partial t} dV + \iiint_V \mathbf{E}_T \cdot \mathbf{J}_c dV + \iiint_V \rho \mathbf{v} \cdot \mathbf{E}_T dV + \\ & \oint_S (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) \cdot d\mathbf{S} \end{aligned} \quad (1.4-54)$$

式 (1.4-54) 称为坡印亭定理。

坡印亭定理反映了电磁场中能量守恒与转换的规律, 解释如下:

- (1) 等式左侧为 V 内电源局外力提供的功率。
- (2) 等式右侧第一个体积分表示单位时间 V 内电磁场能量的增量。
- (3) 第二个体积分表示 V 内传导电流引起的功率损耗。
- (4) 第三个体积分表示存在运流电流时, 单位时间作用于电荷上的力做功增加电荷的动能。
- (5) 等式右侧最后一项的闭合面积分表示从闭合面上流出的电磁功率。

坡印亭定理表明, 外源提供的能量, 一部分用于增加电磁场能量, 一部分由于发热损失掉, 还有一部分用于增加电荷的动能, 剩余的能量从区域表面传播出去。

由此可见, 电磁场的变化总是伴随着能量的传播。

4.3 坡印亭矢量

在坡印亭定理的表达式中, 闭合面积分内的矢量 $\mathbf{E} \times \mathbf{H}$

相当于功率流的面密度, 即垂直于功率流动方向单位面积上流过的电磁场功率。矢量 $\mathbf{E} \times \mathbf{H}$ 叫做坡印亭矢量, 记为

$$\mathbf{S}_p = \mathbf{E} \times \mathbf{H} \quad (1.4-55)$$

\mathbf{S}_p 的单位是瓦/米² (W/m²)。

根据坡印亭定理, 坡印亭矢量的闭合面积分表示穿过整个闭合面的电磁功率。由于散度为零的矢量在闭合面上的通量恒为零, 所以在坡印亭矢量上加上一个散度为零的矢量, 仍然满足坡印亭定理。因此, 一般情况下, 坡印亭矢量可以表示电磁功率流的面密度; 在某些特殊情况下, 坡印亭矢量并无明显的物理意义。

4.4 坡印亭定理的恒定场形式

恒定场是时变场的特例, 因此恒定场的能量也应满足坡印亭定理。对于恒定场, 假定无运流电流, 由于 $\frac{\partial w}{\partial t} = 0$, 坡印亭定理可写成

$$-\oint_S (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) \cdot d\mathbf{S} = \iiint_V \mathbf{J}_c \cdot \mathbf{E} dV \quad (1.4-56)$$

在电源以外的区域

$$-\oint_S (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) \cdot d\mathbf{S} = \iiint_V \frac{\mathbf{J}_c^2}{\gamma} dV \quad (1.4-57)$$

式 (1.4-57) 表明, 在恒定场的无源区域内, 通过 S 面流入 V 内的功率等于 V 内损耗的功率。

例如, 计算图 1.4-3 所示载有直流电流 I 的长直圆导线表面的坡印亭矢量, 并由坡印亭矢量计算电阻为 R 的一段导线消耗的功率。

设导线半径为 a , 导线内的电场强度与磁场强度分别为

$$\mathbf{E} = \frac{\mathbf{J}}{\gamma} = \frac{I}{\gamma \pi a^2} \mathbf{e}_z$$

$$\mathbf{H} = \frac{rI}{2\pi a^2} \mathbf{e}_\theta$$

在导线侧表面, 电场强度和磁场强度分别为

$$\mathbf{E} = \frac{\mathbf{J}}{\gamma} = \frac{I}{\gamma \pi a^2} \mathbf{e}_z$$

$$\mathbf{H} = \frac{I}{2\pi a} \mathbf{e}_\theta$$

导线侧表面的坡印亭矢量为

$$\mathbf{S}_p = \mathbf{E} \times \mathbf{H} = \frac{I^2}{2\gamma \pi^2 a^3} (\mathbf{e}_z \times \mathbf{e}_\theta) = -\frac{I^2}{2\gamma \pi^2 a^3} \mathbf{e}_r$$

将 \mathbf{S}_p 在包围导线段的闭合面上积分, 可得

$$-\oint_S \mathbf{S}_p \cdot d\mathbf{S} = -\iint_{S_1} \mathbf{S}_p \cdot d\mathbf{S} - \iint_{S_2} \mathbf{S}_p \cdot d\mathbf{S} - \iint_{S'} \mathbf{S}_p \cdot d\mathbf{S}$$

在 S_1 和 S_2 上坡印亭矢量的方向与面的法线方向垂直, 对应的上下两截面面积分为零, 因此

$$\begin{aligned} -\oint_S \mathbf{S}_p \cdot d\mathbf{S} = & -\iint_{S'} \mathbf{S}_p \cdot d\mathbf{S} = \\ & \left(\frac{I^2}{2\gamma \pi^2 a^3} \right) 2\pi a l = I^2 \left(\frac{l}{\gamma \pi a^2} \right) = I^2 R \end{aligned}$$

上式表明, 坡印亭矢量在导线侧表面的积分的负值等于导线内部的功率损耗。导线内消耗的功率是由导线侧表面传播进来的。

4.5 坡印亭定理的相量形式

正弦稳态情况下, 若没有局外场, 将坡印亭定理写成相量形式, 整理得

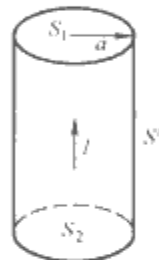


图 1.4-3 圆导线的功率损耗

$$-\oint_S (\dot{\mathbf{E}} \times \dot{\mathbf{H}}^*) \cdot d\mathbf{S} = \iiint_V \frac{1}{\gamma} J^2 dV + j \iiint_V \omega (\mu H^2 - \epsilon E^2) dV \quad (1.4-58)$$

式中: $\dot{\mathbf{H}}^*$ 为 $\dot{\mathbf{H}}$ 矢量相量的共轭。

坡印亭定理的相量形式表明, 流入闭合面内的电磁复功率一部分作为有功功率损耗在体积内, 另一部分作为无功功率储存在体积内。

4.6 电磁辐射功率

在自由空间, 单元辐射子产生的电磁场以电磁波的形式向远处传播。电磁波的传播必然伴随着能量的传播。自由空间中无损耗, 所以从辐射子辐射出的功率应等于包围辐射子的闭合面上坡印亭矢量的积分。在辐射区, 取以辐射子为球心、半径为 r 的球面作为积分曲面。在此球面上有

$$\begin{aligned} H_\theta(r, t) &\approx -\frac{I_m \Delta l \sin \theta}{4\pi r} \beta \sin(\omega t - \beta r) \\ &= -\frac{I_m \Delta l}{4\pi r} \beta \sin \theta \sin \omega \left(t - \frac{r}{v} \right) \end{aligned} \quad (1.4-59)$$

$$\begin{aligned} E_\phi(r, t) &\approx -\frac{I_m \Delta l \sin \theta}{4\pi \epsilon_0 \omega r} \beta^2 \sin(\omega t - \beta r) \\ &= -\frac{I_m \Delta l}{4\pi \epsilon_0 \omega r} \beta^2 \sin \theta \sin \omega \left(t - \frac{r}{v} \right) \end{aligned} \quad (1.4-60)$$

$$\begin{aligned} S_P(r, t) &= \mathbf{E} \times \mathbf{H} = E_\phi H_\theta \mathbf{e}_r = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} E_\phi^2 \mathbf{e}_r = \\ &= \sqrt{\frac{1}{\mu_0 \epsilon_0}} \epsilon_0 E_\phi^2 \mathbf{e}_r = w v \mathbf{e}_r \end{aligned} \quad (1.4-61)$$

式(1.4-61)中: w 为电磁场能量密度; v 为电磁波传播的速度, 即光速。

式(1.4-61)说明电磁场能量以速度 v 沿 \mathbf{e}_r 方向传播。将 E_ϕ 的表达式代入式(1.4-61), 得

$$\begin{aligned} S_P(r, t) &= \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \left(\frac{I_m \Delta l}{4\pi \epsilon_0 \omega r} \right)^2 \beta^4 \sin^2 \theta \sin^2 \omega \left(t - \frac{r}{v} \right) \mathbf{e}_r \\ &= \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \left(\frac{I_m \Delta l}{4\pi \epsilon_0 \omega r} \right)^2 \beta^4 \sin^2 \theta \frac{1}{2} [1 - \cos 2\omega \left(t - \frac{r}{v} \right)] \mathbf{e}_r \end{aligned} \quad (1.4-62)$$

坡印亭矢量是随时间变化的量。其不为负值, 说明没有反方向传播的能量。在一个周期内坡印亭矢量的平均值为

$$S_{Pav}(r) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \left(\frac{I_m \Delta l}{4\pi \epsilon_0 \omega r} \right)^2 \beta^4 \sin^2 \theta \mathbf{e}_r \quad (1.4-63)$$

因 $\beta = \frac{\omega}{v}$, $v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}$, $\lambda = \frac{2\pi v}{\omega}$, 所以

$$S_{Pav}(r) = \frac{1}{8} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \left(\frac{I_m \Delta l}{r \lambda} \right)^2 \sin^2 \theta \mathbf{e}_r \quad (1.4-64)$$

考虑到 $I_m = \sqrt{2} I$, $Z_{Co} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 377 \Omega$, 应用坡印亭定理, 辐射子向外发出的辐射功率为

$$\begin{aligned} P &= \oint_S S_{Pav} \cdot d\mathbf{S} = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \frac{1}{8} Z_{Co} \left(\frac{I_m \Delta l}{r \lambda} \right)^2 \sin^2 \theta \sin \theta d\omega d\theta \\ &= \frac{\pi}{4} Z_{Co} \left(\frac{I_m \Delta l}{\lambda} \right)^2 \int_0^\pi \sin^3 \theta d\theta \\ &= \frac{\pi}{4} Z_{Co} \left(\frac{I_m \Delta l}{\lambda} \right)^2 \left(-\cos \theta + \frac{1}{3} \cos^3 \theta \right) \Big|_0^\pi \\ &= \frac{\pi}{3} Z_{Co} \left(\frac{I_m \Delta l}{\lambda} \right)^2 = \frac{2\pi}{3} 377 \left(\frac{\Delta l}{\lambda} \right)^2 I^2 = 80\pi^2 \left(\frac{\Delta l}{\lambda} \right)^2 I^2 \end{aligned} \quad (1.4-65)$$

将辐射系统等效的辐射电阻定义为

$$R_e = \frac{P}{I^2} \quad (1.4-66)$$

辐射子的辐射电阻为

$$R_e = 80\pi^2 \left(\frac{\Delta l}{\lambda} \right)^2 \quad (1.4-67)$$

辐射电阻的大小代表一个系统辐射能力的强弱。从式(1.4-67)可知, 辐射电阻与 Δl 的平方成正比, 与 λ 的平方成反比。因此, 在电源频率较高、波长较短时, 可以使用较短的天线; 而电源频率较低、波长较长时, 必须使用较长的天线才能发送一定的辐射功率。

5 导电媒质中的涡流

5.1 涡流概念

在磁场变化的情况下, 导体中产生感应电动势和感应电流。在变化的磁场中, 电场强度的旋度不为零。因此, 导体中电流密度的旋度也不为零。感应电流在导体中形成闭合回路。这种感应电流称为涡流。

5.2 导体薄平板中的涡流

有截面如图 1.4-4 所示的导体薄板。假定导体平板沿 y 方向的几何尺寸和沿 z 方向的几何尺寸都比沿 x 方向的厚度大得多, 则可以认为导体中电磁场沿 y 和 z 方向没有变化。因此导体中电磁场量只是 x 的函数。假定导体平板处在随时间正弦变化的均匀外磁场中, 外磁场沿 z 方向, 相量形式的电场强度和磁场强度的方程为

$$\frac{d\dot{H}_z}{dx} = -\gamma \dot{E}_y \quad (1.4-68)$$

$$\frac{d\dot{E}_y}{dx} = -j\omega\mu\dot{H}_z \quad (1.4-69)$$

由式(1.4-68)和式(1.4-69)可得

$$\begin{aligned} \frac{d^2 \dot{H}_z}{dx^2} &= -\gamma \frac{d\dot{E}_y}{dx} = j\omega\mu\gamma \dot{H}_z = \Gamma'^2 \dot{H}_z \quad (1.4-70) \\ \Gamma'^2 &= j\omega\mu\gamma \end{aligned}$$

设 $K = \sqrt{\omega\mu\gamma/2}$, 则

$$\Gamma' = \sqrt{j\omega\mu\gamma} = (j+1) \sqrt{\omega\mu\gamma/2} = (j+1) K$$

设导体表面, 即 $x = \pm \frac{a}{2}$ 处, $\dot{H}_z = \dot{H}_{z0}$, 解二阶微分方程式(1.4-70), 并将边界条件代入, 得

$$\dot{H}_z = \frac{\dot{H}_{z0}}{e^{-\Gamma'a/2} + e^{\Gamma'a/2}} (e^{-\Gamma'x} + e^{\Gamma'x}) = \frac{\dot{H}_{z0}}{\sinh(\Gamma'a/2)} \sinh(\Gamma'x) \quad (1.4-71)$$

$$\dot{E}_y = \frac{\mu \dot{H}_{z0}}{e^{-\Gamma'a/2} + e^{\Gamma'a/2}} (e^{-\Gamma'x} + e^{\Gamma'x}) = \frac{\mu \dot{H}_{z0}}{\sinh(\Gamma'a/2)} \sinh(\Gamma'x) \quad (1.4-72)$$

由式(1.4-68)得电场强度

$$\begin{aligned} \dot{E}_y &= -\frac{1}{\gamma} \times \frac{d\dot{H}_z}{dx} = -\frac{\dot{H}_{z0}}{\gamma \sinh(\Gamma'a/2)} \Gamma' \cosh(\Gamma'x) \\ &= -\frac{\Gamma' \dot{H}_{z0}}{\gamma (e^{\Gamma'a/2} + e^{-\Gamma'a/2})} (e^{\Gamma'x} - e^{-\Gamma'x}) \end{aligned} \quad (1.4-73)$$

导体中的电流密度为

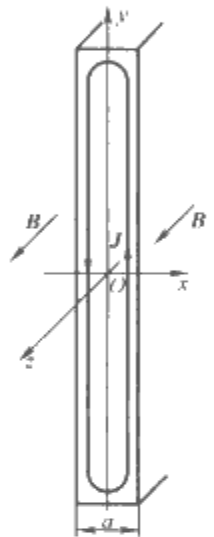


图 1.4-4 导体薄板

$$\begin{aligned} j_{Cy} &= \gamma \dot{E}_y = -\frac{\dot{H}_{z0}}{\sinh(\Gamma' a/2)} \Gamma' \cosh(\Gamma' x) \\ &= -\frac{\Gamma' \dot{H}_{z0}}{e^{\Gamma' a/2} + e^{-\Gamma' a/2}} (e^{\Gamma' x} - e^{-\Gamma' x}) \end{aligned} \quad (1.4-74)$$

以上是导体中磁场强度、电场强度和电流密度相量随坐标变化的表达式。为了说明电磁场量分布的规律，需要讨论电磁场量的有效值的分布规律。

首先讨论共同的因子 $\cosh(\Gamma' x)$ 或 $\sinh(\Gamma' x)$ 。导出 $\cosh(\Gamma' x)$ 为

$$|\cosh(\Gamma' x)| = \sqrt{\frac{1}{2} \sinh(2Kx) - \frac{1}{2} \cos(2Kx)} \quad (1.4-75)$$

同理，可以导出

$$|\sinh(\Gamma' x)| = \sqrt{\frac{1}{2} \sinh(2Kx) + \frac{1}{2} \cos(2Kx)} \quad (1.4-76)$$

因此，可得磁感应强度有效值为

$$\begin{aligned} B_z &= \frac{\mu |\dot{H}_{z0}|}{\sqrt{\frac{1}{2} \sinh(Ka) + \frac{1}{2} \cos(Ka)}} \sqrt{\frac{1}{2} \sinh(2Kx) + \frac{1}{2} \cos(2Kx)} \\ &= B_z(0) \sqrt{\frac{1}{2} \sinh(2Kx) + \frac{1}{2} \cos(2Kx)} \end{aligned} \quad (1.4-77)$$

电流密度有效值为

$$\begin{aligned} j_{Cy} &= -\frac{|\dot{H}_{z0}| \sqrt{2} K}{\sqrt{\frac{1}{2} \sinh(Ka) + \frac{1}{2} \cos(Ka)}} \sqrt{\frac{1}{2} \sinh(2Kx) - \frac{1}{2} \cos(2Kx)} \\ &= \frac{\sqrt{2} K B_z(0)}{\mu} \sqrt{\frac{1}{2} \sinh(2Kx) - \frac{1}{2} \cos(2Kx)} \end{aligned} \quad (1.4-78)$$

由式 (1.4-77) 和式 (1.4-78) 可以画出导体中磁感应强度有效值和电流密度有效值随 x 变化情况，如图 1.4-5 所示。

考虑到磁场在导体板两侧方向相同、电流在导体板两侧方向相反，得如图 1.4-6 所示的曲线。可以看出，导体中的磁场不均匀，越深入导体内部，磁场越小。这就是导体中涡流的去磁效应。为了减少这种去磁效应，变压器等电气设备的导磁回路不采用整块的铁磁材料，而是用相互绝缘的薄硅钢片叠压而成。

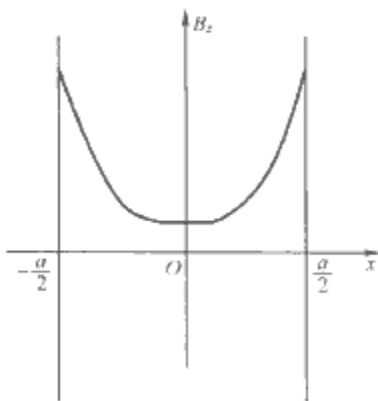


图 1.4-5 薄板中的磁场

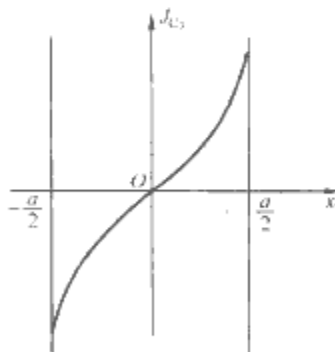


图 1.4-6 薄板中的电流

6 集肤效应与邻近效应

6.1 集肤效应

在导体表面时，变电磁场的场量最大，越深入导体内部，场量就越小。当场量随时间变化的频率较高时，场量几

乎仅存在于导体表面附近。这种现象称为导体中时变电磁场的集肤效应。场量减小的程度与透入深度 $d = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \gamma}}$ 的大小有关。因此，频率越高，磁导率越大，电导率越大，则透入深度越小，集肤效应越明显。

由于集肤效应，交变电流流过导体截面的有效面积减小。因此一段导线的交流电阻将比直流电阻大，从而使导体的功率损耗增大。在设计高频电气设备时必须考虑这种影响。为了减少集肤效应的不利影响，在工程上通常采用多股绝缘编织线替代单根粗导线或在导体表面镀银等方法。采用相互绝缘的硅钢片叠压成导磁回路，有助于减少集肤效应造成的损耗。利用集肤效应导致高频电流集中于导体表面附近的特点，可以进行金属表面淬火，以增加金属表面的硬度。

6.2 邻近效应

如果有若干个载有交变电流的导体彼此相距较近，则每一个导体不仅处在本身电流产生的电磁场中，同时还处在其他载流导体产生的电磁场中。因此，每一个导体的电流分布与只有单一导体时不同。这种效应称为邻近效应。设有一个单根导线，其中通以正弦交变电流，由于集肤效应，电流主要集中在导体表面附近。如果在其相邻处有另一根载有相同方向的正弦交变电流，则将使两根导线之间的内侧的电磁场减弱，而使外侧的电磁场加强。因此，两个导体外侧处的电磁场量和电流密度比内侧的大，从而使电流的分布更趋于不均匀，使导体的有效电阻增大。如果两根相邻导体载有相反方向的正弦交变电流，则将使两导线之间内侧的电磁场增强，而使外侧的电磁场减弱。这样，电磁场量和电流密度将集中在两导体相对应的内侧。

7 电磁屏蔽原理与方法

为了使某一区域不受外来杂散电磁场的影响，或使某一区域内的电磁场不对外界构成影响，可以采用电磁屏蔽的方法。利用高频电磁波在良导体内很快衰减的特点制成的电磁屏蔽装置，能够将电磁能量限制在所规定的空间。

电磁屏蔽装置由铜、铝或钢材制成。当电磁波进入电磁屏蔽装置时，场量将迅速衰减，当电磁屏蔽装置的壁厚为材料中电磁波透入深度的数倍（大约一个波长）时，电磁场量实际上不能穿过电磁屏蔽装置，从而有效地隔离了电磁场。常用屏蔽材料在几种频率下的透入深度见表 1.4-1。由表 1.4-1 可知，如果场源频率较高，则一层薄铜片（或铝片）即可起到屏蔽作用。在无线电、电子设备中的高频元件或部件通常都是放在铜或铝制成的屏蔽罩内。而在屏蔽电源变压器产生的 50Hz 低频电磁场时，如果用铜材作为屏蔽材料，由于透入深度 $d = 9.35\text{mm}$ ，则要求材料的厚度较大。这时采用铁作屏蔽材料更合理。

表 1.4-1 常用屏蔽材料在几种频率下的透入深度 mm

| 频 率(Hz) | 50 | 10 ⁵ | 10 ⁶ | 10 ⁷ |
|---|-------|-----------------|-----------------|-----------------|
| 铜: $\gamma = 5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$, $\mu = \mu_0$ | 9.35 | 0.21 | 0.066 | 0.021 |
| 铝: $\gamma = 3.7 \times 10^7 \text{ S/m}$, $\mu = \mu_0$ | 11.71 | 0.26 | 0.083 | 0.026 |
| 铁: $\gamma = 1 \times 10^7 \text{ S/m}$, $\mu = 1000\mu_0$ | 0.71 | 0.016 | 0.005 | 0.0016 |

第5章 电磁场数值计算

1 计算电磁学的发展

计算电磁学 (computational electromagnetics) 是科学与工程计算领域中一个重要分支, 它以经典电磁理论即麦克斯韦方程组为基础, 以计算机技术为手段, 运用计算数学提供的各种方法, 解决各种电磁场理论和工程问题, 是目前科学与工程计算领域中最活跃的研究方向之一。

1864年, 英国科学家麦克斯韦 (J. C. Maxwell) 在前人实验的基础上建立了统一的电磁场理论, 并用统一的数学模型揭示了自然界一切宏观电磁现象所遵循的普遍规律。至今100多年来, 电磁学相关领域科技发展的进程证明了麦克斯韦方程组是一切宏观电磁现象普遍适用的数学模型, 所有的宏观电磁问题都可以归结为麦克斯韦方程组在各种初边值条件下的求解问题。

从计算电磁学发展历史来看, 大体可分为两个阶段。20世纪60年代以前可以称为经典计算电磁学阶段。在这个阶段, 电磁场理论和工程中的许多问题大多采用解析法来处理。解析法主要包括分离变量法、Green函数法、积分变换法、保角变换法、镜像法和级数法等。这类方法能够得到问题的解析表达式或渐近表达式, 优点在于: 解是精确的, 当对象模型的参数发生改变时, 不必重新求解, 计算效率比较高, 解中包含对各种参数的相互关系, 从中易发现某些基本规律, 能够深入揭示问题的物理本质。其缺点在于: 方法的适用范围较窄, 只能求解某些具有规则边界和简单结构问题, 对复杂结构问题则显得无能为力。

另一类方法称为近似解析法或渐近法, 例如低频领域的电路方法, 高频领域的几何光学法、物理光学法和几何绕射理论等。这类方法的共同特点是: 根据问题对象解的范围, 作出在该范围内成立的近似假设, 以达到简化模型和求解过程的目的。渐近法在其适用的范围内不失为一种快速解法, 但当求解复杂系统的电磁场问题时可能会引起严重误差, 应用受到限制。

20世纪60年代以后是计算电磁学蓬勃发展的阶段。首先出现了基于积分方程的矩量法 (Moment Method, MM) 和基于微分方程的有限差分法。1968年 R. F. Harrington 的《Field Computation by Moment Methods》一书系统地论述了矩量法求解电磁场积分方程的研究成果, 是计算电磁学的经典著作之一。基于有限差分基本思想, 1966年 K. S. Yee 提出了适用于高频电磁分析的时域有限差分法 (Finite Difference Time Domain, FDTD)。1966年, A. M. Winslow 首次将有限元法应用于分析加速器磁铁的饱和效应问题。1970年, P. P. Silvester 和 M. V. K. Chari 提出了电机电磁场问题的第一个通用非线性变分表述。P. P. Silvester 和 R. L. Ferrari 的《Finite Elements for Electrical Engineers》一书成为有限元法在电工理论中应用的经典著作。

经过30余年的发展, 计算电磁学的数值方法种类越来越丰富, 功能越来越强大, 灵活性和适用性越来越突出。一方面归功于现代数学的雄厚基础, 泛函分析、数值分析、矩阵计算等研究成果迅速引入到计算电磁学中, 产生一系列高

精度、高速度和高效率的新算法。例如, 快速多极子方法在矩量法中的应用, 小波正交基在有限元法中的应用等。另一方面, 计算机硬件和软件的高速发展也为计算电磁学提供了优越的技术基础。除了存储量大大增加和计算速度大大加快之外, 软件功能不断增强, 例如多种软件可实现网格的自动剖分, 以及计算结果的可视化处理, 良好的人机交互界面, 再加上并行计算机的发展直接推动了各种并行算法的研究, 例如区域分解法等。在40多年的发展过程中, 计算电磁学展现出了巨大的生命力, 成为科学与工程计算领域的主流方向之一。

电磁理论本身的重要性以及工业需求是计算电磁学得以迅速发展的原动力。由于电磁理论与电力、能源、卫星通信、雷达、航空航天、电磁脉冲、电磁屏蔽、电磁武器等重要工业和军事前沿问题密切相关, 因而成为关系到国计民生的重要研究领域。计算电磁学因此受到各国学者们的高度关注和重视。

工业电磁场问题大体可分为正问题和逆问题两大类、三大数学模型——微分方程模型、积分方程模型和变分方程模型, 不同的模型适用于不同的应用场合。

电磁场正问题的任务是: 在计算场域内, 给定各区域材料的组成和特性、激励源的特性以及初边值条件, 求解场域中场量随时间、空间的分布规律, 而后在场量解的基础上经过各种后处理过程, 求出场域中所关心的物理量——场强、能量、力等参数, 以达到对电磁问题进行理论分析和工程设计等目的。例如: 真空灭弧室中电场分布, 变电站地网和直流接地极散流分布、电磁铁磁力、电机电磁场、舰船和飞机雷达散射截面等。

与电磁场正问题相对应, 电磁场逆问题是给定电磁装置的性能指标或参数, 通过装置的优化设计来实现这一目标。例如: 高压电极的形状优化、电机通风槽形状优化等。目前对于电磁场逆问题的求解, 都是将其分解为一系列的正问题, 然后采用一定的优化方法通过迭代计算达到最终优化设计的目的。由于在每一步迭代计算中, 需要进行若干次电磁场正问题的数值计算和其他一些辅助计算, 因此逆问题不仅难于建立合适的数学模型, 其求解也更加复杂, 计算量更大。

40多年来, 计算电磁学在低频和高频工程应用两方面均取得了丰硕的成果。低频领域包括高电压与绝缘技术、变压器、电机、材料特性模拟、磁共振成像等。高频领域包括雷达、天线、波导、谐振腔、高速PCB等方面。事实上, 计算电磁学对电磁场理论及其工程应用的影响不仅提供了一个计算工具, 而是使整个电磁场理论的发展产生了革命性的变化。计算电磁学与工程电磁场应用两者相辅相成, 相互促进。工业的发展不断遇到新问题, 从而促使诸如FDTD、棱边有限元法 (edge-based finite element method) 等新方法在计算电磁学领域孕育而生。这些方法具有很深的电磁学烙印, 本身蕴涵着深刻的物理意义, 很好的诠释了麦克斯韦方程组的特性, 它们的出现为科学与工程计算注入了新的思想和活力。

在全球范围内,每年举行许多有组织的计算电磁学学术活动,这不仅加速了计算电磁学的研究进程,扩大了其影响面,也是该学科积极发展的标志。其中,由国际计算电磁学学会(International COMPUMAG Society)举办的 COMPUMAG 会议(conference on computation of electromagnetic fields)被公认为是计算电磁学领域最权威的世界性会议之一。该会议由 1974 年在英国卢瑟福阿普尔顿国家实验室召开的国际指导委员会发起,每两年一次,至今已举行了 15 届。2005 年 6 月,第 15 届 COMPUMAG 会议在我国沈阳成功召开,这也说明我国在国际计算电磁学领域的影响力正逐步扩大。从会议所列出的专题内容来看,当前计算电磁学所研究的范畴包括静态场、似稳场、波动问题、电磁兼容性问题、优化问题、材料特性模拟、耦合问题、数值技术、软件方法、电机与驱动、设备与应用、教育以及基准问题等多个方面。自 1985 年起,每一届 COMPUMAG 会议都开展了 TEAM(testing of electromagnetic analysis method) Workshop 的学术交流,即提出经过实验测量的基准问题(benchmark),用来检验和比较各种电磁场数值计算方法的正确性和精度。目前已有 34 个这样的问题,分别代表具有某一类特征的工程电磁场问题。

与此同时,计算电磁学也不可避免的面临着许多问题和挑战,可大致分为以下 4 个方面:

(1) 各种快速算法的研究。计算电磁学的核心问题是实现快速高效的计算,为此需要总结现有的电磁场数值计算方法的优缺点,提出新的方法,或者在不同算法的巧妙结合中寻找有效的新算法,从数学模型开始就提高算法的快速性。

(2) 全局优化方法的研究。实现设计与控制的优化是工业界与研究者的最终目标。尽管电磁场形状优化研究直到 20 世纪 90 年代初才成为 COMPUMAG 会议的一个专题,但发展很快,取得了众多成果。遗传算法、模拟退火算法、禁忌搜索法、灵敏度分析等不同领域发展起来的方法被应用于电磁装置的优化设计。工程上的优化问题通常为多目标,并含有非线性约束。目前流行的各类随机优化方法和确定性优化方法并未完全解决加快优化搜索收敛速度和避免陷入局部最优解的问题。探索与复杂电磁分析相结合的全局优化方法仍然是计算电磁学持续的任务。

(3) 提高复杂电磁场问题的分析能力。耦合问题研究取得了很大进展。采用电路系统变量与电磁场变量的直接耦合来分析二维电磁场已经很普遍。电磁系统与机械运动的耦合、电磁系统与包括磁致伸缩效应在内的微型机械变形问题的耦合、磁场与熔融金属流场的耦合、电场与气流场的耦合等均已吸引了不少研究者的关注。

三维电磁场分析,特别是包含物体的运动、与不同物理场(热、力、流体等)相耦合的问题,仍具有相当大的难度。另外,电磁材料特性在数值计算中的模拟需要进一步精细化,例如电磁参数的各向异性、非线性模拟、局部磁滞回线、电磁参数温度效应等。

非线性介质中电磁波的传播、大尺寸物体的电磁场分析、微分与积分方程的混合方法仍在探索中。

(4) 智能化工程专家系统。尽管目前已经存在一些通用性商业软件,并且商业软件的功能也在不断丰富,但显然不能代替专用工程软件的作用。从发展来看,智能化工程专家系统是电磁场工程的具体体现。需要研究知识数据库和智能设计系统的集成,以便构造适当的工业设计环境。同时,要进一步研究各种几何建模方式和网格自适应方法,以便满足电磁机械耦合问题、形状优化问题中重复形成网格的需要。

利用图形与色彩进行各类矢量与标量三维场的图示,便于工程技术人员检查计算结果,对设计方案实施必要的人工干预。

综上所述,由于电磁场工程的实际需要和数值计算技术的发展,计算电磁学将更广、更深地影响现代工业与社会。C. W. Trowbridge 曾说过:“关于未来,可能是乐观的。很多年来,要让工业界的管理人员和工程设计人员相信‘计算电磁学的工具很有用’并非易事。其原因部分是由于技术上的局限性——这一工具的使用确实存在问题,但这也是一种正在变化的计算机世界中的文化现象。由于软件技术的新发展,这一局限性正在消失。但最重要的变化来源于年轻一代技术人员计算机能力的期望。”

2 电磁场定解问题一般描述

电磁场定解问题描述包含三个方面:控制方程、本构关系、定解条件。

2.1 电磁场控制方程

电磁场控制方程为静电场、恒定电场、恒定磁场、交变电磁场等对应的描述场和源之间关系的控制方程。完整的麦克斯韦方程组微分形式描述如下

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}_s + \mathbf{J}_v + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + \sigma(\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B}) \quad (1.5-1)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (1.5-2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (1.5-3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (1.5-4)$$

电流连续性方程为

$$\nabla \cdot \mathbf{J} = -\frac{\partial \rho}{\partial t} \quad (1.5-5)$$

亥姆霍兹定理指出:区域 V 中的一个矢量场由它的散度、旋度和它在边界上的值(法向或切向分量)唯一确定。电磁场控制方程规定了电磁场量的旋度和散度,为了保证解的唯一性,还需给定初值和边值条件。

2.2 媒质的本构关系

媒质的本构关系是媒质在电磁场作用下所表现出来的宏观特性,如 $\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$, $\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E}$, $\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}$ 。只有在媒质均匀、线性、各向同性的情况下,宏观特征参数 μ 、 ϵ 、 σ 才是常数。在非线性材料中,它们与场量的大小有关;在各向异性材料中,它们与场量的方向有关,必须用二阶张量来表示。电磁场基本方程组和媒质本构关系构成了完整描述所有宏观电磁现象的数学模型(称为泛定方程)。

2.3 定解条件

定解条件由微分形式描述的电磁场数学模型,给出了电磁场基本规律,也就是说在数学上给出各类电磁场问题的“共性”描述。但是,对于一个具体的实际物理问题,还必须给出定解条件即待求解电磁场问题的“个性”描述。由泛定方程和定解条件的结合才能构成一个对应于具体物理,在数学上有唯一稳定解的偏微分方程的定解问题。

2.3.1 初始条件和边界条件

电磁场的分析与计算通常归结为各种状态下场量或位函数的二阶偏微分方程,这类微分方程的求解需要两类辅助条件,即求解场函数的初始条件和边界条件。

初始条件与时间 t 相联系,需给出初始时刻待求函数 u

在场域各处的值

$$u|_{t=0} = g_1(\mathbf{r}) \quad (1.5-6)$$

及初始时刻场域各处对时间的变化率

$$\left. \frac{\partial u}{\partial t} \right|_{t=0} = g_2(\mathbf{r}) \quad (1.5-7)$$

边界条件与空间坐标 \mathbf{r} 相关, 通常有下列三类。

(1) 第一类边界条件。它也称 Dirichlet 边界条件, 即

$$u|_{\Gamma} = f(\mathbf{r}_b, t) \quad (1.5-8)$$

式中: \mathbf{r}_b 为相应边界点的位矢。

(2) 第二类边界条件。它也称 Neumann 边界条件, 在边界 Γ 的外法线方向上给出 u 的导数

$$\left. \frac{\partial u}{\partial n} \right|_{\Gamma} = f_2(\mathbf{r}_b, t) \quad (1.5-9)$$

当 $f_2(\mathbf{r}_b, t)$ 的值为零时, 称为齐次 Neumann 边界条件。

(3) 第三类边界条件。它也称 Robin 边界条件, 它给出所求场函数在场域边界上的表达式与其法向导数的线性组合

$$\left[u + f_3(\mathbf{r}_b, t) \frac{\partial u}{\partial n} \right]_{\Gamma} = f_4(\mathbf{r}_b, t) \quad (1.5-10)$$

仅含初始条件的定解问题称为初值问题, 只含边界条件的定解问题称为边值问题, 既有初始条件又有边界条件的定解问题称为混合问题 (亦称初边值问题)。

2.3.2 无限远边界条件

如果场域扩展到无界空间, 则作为定解条件还必须给出无限远处的边界条件。对于场源分布在有限区域的无界场问题, 根据物理问题能量有限的本质, 场函数 u 在无限远处取值应该为零 ($u|_{r \rightarrow \infty} = 0$)。

对于理想化的工程电磁场问题, 有一类所谓均匀场中电磁现象或过程的分析计算问题。这时, 理想化的无限远处的边界应由均匀场的条件给出, 可记为

$$u|_{r \rightarrow \infty} = u_0$$

2.3.3 周期性边界条件

对于诸如电机电磁场问题, 磁场的分布沿电机圆周呈周期性变化, 有时每经过一对极 (即一个周期) 就发生重复, 有时则经过一个极 (即半个周期) 就发生重复。类似于这样的边界条件称为周期性边界条件, 可以取一个周期或半个周期的范围作为求解区域。

2.3.4 对称性边界条件

对称性边界条件通常可以分为两类: 平面对称和轴对称。在无限大、均匀且各向同性媒质中, 当场源具有对称分布的特征时, 其激励产生的空间场分布也必然具有对称性。

对平面对称场而言, 可以找到一条对称线, 垂直于这条线的两个平面内的场分布完全相同。对轴对称场而言, 可以找到一条对称轴使通过轴线的一系列平面内的场分布完全相同 (如载流螺线管的磁场分布)。

解决这类场问题的关键在于寻找对称线或对称轴, 从而达到简化分析模型的目的。

3 电磁场数值计算微分控制方程

3.1 静电场数值计算微分控制方程

静电场计算模型如图 1.5-1 所示。图 1.5-1 中 Ω 为求解场域, 包含多种电介质材料; Γ 为场域边界, 定义电场 \mathbf{E} 的

边界条件。

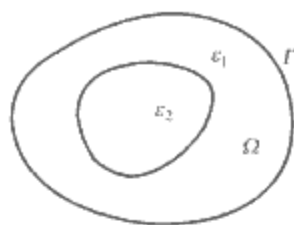


图 1.5-1 静电场计算模型

由于在不同电介质材料的交界面上 \mathbf{E} 不连续, 为避免对不连续场量的求解, 引入标量电位 V , 令 $\mathbf{E} = -\nabla V$ 。在各向同性的均匀线性媒质中, 对于有电荷分布区域, 微分控制方程为泊松方程

$$-\nabla^2 V = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (1.5-11)$$

对于无电荷分布区域, 微分控制方程为拉普拉斯方程

$$-\nabla^2 V = 0 \quad (1.5-12)$$

3.2 恒定电流场数值计算微分控制方程

恒定电流场计算模型如图 1.5-2 所示。图 1.5-2 中 Ω 为求解场域, 包含多种电导率材料; Γ 为场域边界, 定义电流 \mathbf{J} 的边界条件。

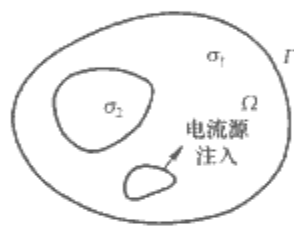


图 1.5-2 恒定电流场计算模型

类似静电场数值计算方法, 引入标量电位 V , 令 $\mathbf{E} = -\nabla V$, 场域微分控制方程为拉普拉斯方程

$$-\nabla^2 V = 0 \quad (1.5-13)$$

求得电位 V 后, 利用 $\mathbf{E} = -\nabla V$ 得到场域的电场强度分布, 然后利用欧姆定律微分形式 $\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}$ 得到场域的电流分布。

3.3 恒定磁场数值计算微分控制方程

恒定磁场计算模型如图 1.5-3 所示。图 1.5-3 中 Ω 为求解场域, 包含多种磁导率材料; Γ 为场域边界, 定义磁场强度的边界条件。



图 1.5-3 恒定磁场计算模型

3.3.1 A 法

由于在不同磁导率材料的交界面上 \mathbf{B} 不连续, 为避免对不连续场量的求解, 引入矢量磁位 \mathbf{A} , 令 $\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}$, 在线性各向同性的媒质中, $\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$, 结合式 $\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$ 可得

$$\nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A} = \mu \mathbf{J} \quad (1.5-14)$$

为了 \mathbf{A} 的唯一性, 需引入库仑规范 $\nabla \cdot \mathbf{A} = 0$, 则微分控制方程为泊松方程

$$-\nabla^2 \mathbf{A} = \mu \mathbf{J} \quad (1.5-15)$$

对于二维平面恒定磁场问题, 电流源 \mathbf{J} 和矢量磁位 \mathbf{A}

平行, 只有 z 分量, 它们退化为标量。微分控制方程为

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} = -\mu J_z \quad (1.5-16)$$

3.3.2 磁标量位法

若计算区域为单连通域, 且不存在电流, 即 $\nabla \times \mathbf{H} = 0$, 该区域为无旋场, 可引入磁标量位 ψ , 令 $\mathbf{H} = -\nabla\psi$, 则微分控制方程为拉普拉斯方程

$$\nabla \cdot \mu \nabla \psi = 0 \quad (1.5-17)$$

若该区域中存在永磁体, 有 $\mathbf{B} = \mu(\mathbf{H} - \mathbf{H}_c)$, 则微分控制方程为泊松方程

$$-\nabla \cdot \mu \nabla \psi = \nabla \cdot \mu \mathbf{H}_c \quad (1.5-18)$$

3.3.3 部分磁标量位法

对于三维静磁场问题, 可以认为空间任何点的磁场强度是电流源在真空介质中产生的磁场 \mathbf{H}_s 和物质磁化所产生的磁场 \mathbf{H}_m 两部分叠加, 即 $\mathbf{H} = \mathbf{H}_s + \mathbf{H}_m$, 令 $\nabla \times \mathbf{H}_s = \mathbf{J}$, $\nabla \times \mathbf{H}_m = 0$, 则可引入 φ , 令 $\mathbf{H}_m = -\nabla\varphi$, φ 表征了磁场组成的一部分, 故称之为部分磁标量位。此时的微分控制方程为泊松方程

$$-\nabla \cdot \mu \nabla \varphi = \nabla \cdot \mu \mathbf{H}_s \quad (1.5-19)$$

其中 \mathbf{H}_s 由毕奥-萨伐尔定律求得。

3.3.4 双标量位法

恒定磁场计算模型如图 1.5-4 所示。

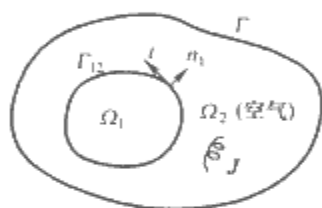


图 1.5-4 恒定磁场计算模型

Ω_1 表示铁磁材料区, 无电流源, 微分控制方程为

$$-\nabla \cdot \mu \nabla \psi = \nabla \cdot \mu \mathbf{H}_c \quad (1.5-20)$$

Ω_2 表示空气区, 存在电流源, 微分控制方程为

$$-\nabla \cdot \mu \nabla \varphi = \nabla \cdot \mu \mathbf{H}_s \quad (1.5-21)$$

由于 Ω_1 和 Ω_2 中采用了不同的标量位, 在它们的交界面 Γ_{12} 上应满足磁场连续性条件

$$-\mu \frac{\partial \psi}{\partial n_1} - \mu H_{cn} = \mu_0 \left(H_{sn} - \frac{\partial \varphi}{\partial n_1} \right) \quad (1.5-22)$$

$$-\frac{\partial \psi}{\partial t} - H_{ct} = \frac{\partial \varphi}{\partial t} + H_{st} \quad (1.5-23)$$

3.4 涡流场数值计算微分控制方程

涡流场计算模型如图 1.5-5 所示。图 1.5-5 中: Ω_1 为导体涡流区; Ω_2 为含源的非涡流区; 问题的整个区域 $\Omega = \Omega_1 + \Omega_2$; Γ 为 Ω 的边界 $\Gamma = \Gamma_B + \Gamma_H$, Γ_B 上给定磁场强度的法向分量, Γ_H 上给定磁场强度的切向分量; Γ_{12} 为涡流与非涡流区的交界面。

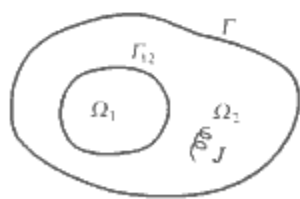


图 1.5-5 涡流场计算模型

3.4.1 库伦规范下的 A—V, A 法

根据磁场的无散性, 引入矢量磁位 \mathbf{A} 和标量电位 V , 令 $\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}$, $\mathbf{E} = -\partial \mathbf{A} / \partial t - \nabla V$ 。在导体涡流区, 使用矢量磁

位 \mathbf{A} 和标量电位 V , 微分控制方程为

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \right) - \nabla \left(\frac{1}{\mu} \nabla \cdot \mathbf{A} \right) + \sigma \partial \mathbf{A} / \partial t + \sigma \nabla V = 0 \text{ (in } \Omega_1 \text{)} \quad (1.5-24)$$

$$\nabla \cdot \sigma \left(-\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \nabla V \right) = 0 \text{ (in } \Omega_1 \text{)} \quad (1.5-25)$$

在含源的非涡流区, 使用矢量磁位 \mathbf{A} , 微分控制方程为

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \right) - \nabla \left(\frac{1}{\mu} \nabla \cdot \mathbf{A} \right) = \mathbf{J}_s \text{ (in } \Omega_2 \text{)} \quad (1.5-26)$$

上述控制方程中隐含了库伦 (Coulumb) 规范 $\nabla \cdot \mathbf{A} = 0$ 。

3.4.2 库伦规范下的 A—V, ψ 法

将源电流归入导体涡流区, 令其中的电导率为 0。在涡流区内, 根据磁场的无散性, 引入矢量磁位 \mathbf{A} 和标量电位 V , 微分控制方程同式 (1.5-24)、式 (1.5-25)。在无源非涡流区引入标量磁位, 令 $\mathbf{H} = -\nabla\psi$, 微分控制方程为

$$\nabla \cdot (-\mu \nabla \psi) = 0 \text{ (in } \Omega_2 \text{)} \quad (1.5-27)$$

注: 该方法不能用于涡流区多连通的情形。

3.4.3 库伦规范下的 A—V—A, ψ 法

涡流场计算模型如图 1.5-6 所示。

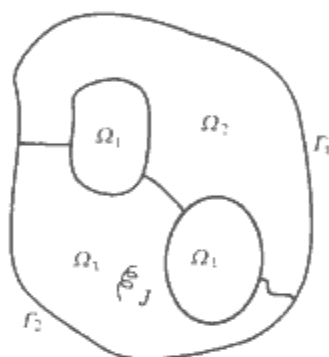


图 1.5-6 涡流场计算模型

当涡流区为多连通的情况时, 将非涡流区分成两个区域, 区域 Ω_2 不含有源电流, 区域 Ω_3 含有源电流。在涡流区 Ω_1 内, 引入矢量磁位 \mathbf{A} 和标量电位 V , 微分控制方程同式 (1.5-24)、式 (1.5-25)。

在非涡流区 Ω_2 内, 引入标量磁位, 令 $\mathbf{H} = -\nabla\psi$, 微分控制方程为

$$\nabla \cdot (-\mu \nabla \psi) = 0 \text{ (in } \Omega_2 \text{)} \quad (1.5-28)$$

在非涡流区 Ω_3 内, 引入矢量磁位 \mathbf{A} , 微分控制方程为

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \right) - \nabla \left(\frac{1}{\mu} \nabla \cdot \mathbf{A} \right) = \mathbf{J}_s \text{ (in } \Omega_3 \text{)} \quad (1.5-29)$$

3.4.4 洛伦兹规范下的 A 法

在导体涡流区, 使用矢量磁位 \mathbf{A} 和标量电位 V , 应用洛伦兹规范 $\nabla \cdot \mathbf{A} = -\mu \sigma V$, 则涡流区的微分控制方程为

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \right) + \sigma \partial \mathbf{A} / \partial t - \sigma \nabla \left(\frac{1}{\mu \sigma} \nabla \cdot \mathbf{A} \right) = 0 \quad (1.5-30)$$

应用洛伦兹规范将 \mathbf{A} 和 V 的求解分成两步进行, 首先计算 \mathbf{A} , 然后根据 \mathbf{A} 的计算结果, 进一步根据电流连续性方程 $\nabla \cdot \sigma \left(-\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \nabla V \right) = 0$ 求得 V 。可见, 如果只需要计算磁场分布, 可以省略第二步关于 V 的求解。这样做的好处是节省了计算量。

3.4.5 改进的 A* 法

在导体材料电导率为常数的条件下, 即涡流区导体电导率处处一致, $\nabla \sigma \cdot \mathbf{E} = 0$, 引入规范变换 $\mathbf{A}^* = \mathbf{A} +$

$\int_{-\infty}^t \nabla V dt$, 可消去变量 V , 则控制方程变为

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A}^* \right) = \mathbf{J}_s - \sigma \partial \mathbf{A}^* / \partial t \quad (1.5-31)$$

应用库伦 (Coulumb) 规范 $\nabla \cdot \mathbf{A}^* = 0$, \mathbf{A}^* 法的微分控制方程变为

$$\nabla^2 \mathbf{A}^* = -\mu \mathbf{J}_s + \mu \sigma \partial \mathbf{A}^* / \partial t \quad (1.5-32)$$

3.4.6 $T-\psi, \psi$ 法

对于单连域问题, 只在非涡流区 Ω_2 中存在源电流, 电流密度可统一表示为 $\mathbf{J} = \mathbf{J}_e + \mathbf{J}_s$, 其中, \mathbf{J}_e 为涡流电流密度, \mathbf{J}_s 为源电流密度。在涡流区 Ω_1 , 根据涡流的无散性, 引入矢量电位 \mathbf{T} 和标量磁位 ψ , 有 $\mathbf{J}_e = \nabla \times \mathbf{T}$, $\mathbf{H} = \mathbf{T} - \nabla \psi + \mathbf{H}_s$, 其中, \mathbf{H}_s 表示源电流密度在无限大空间所产生的磁场强度, 则微分控制方程为

$$\begin{aligned} \nabla \times \left(\frac{1}{\sigma} \nabla \times \mathbf{T} \right) - \nabla \left(\frac{1}{\sigma} \nabla \cdot \mathbf{T} \right) + \mu \partial \mathbf{T} / \partial t \\ - \mu \nabla \partial \psi / \partial t + \mu \partial \mathbf{H}_s / \partial t = 0 (\text{in } \Omega_1) \end{aligned} \quad (1.5-33)$$

$$\nabla \cdot \mu (\mathbf{T} - \nabla \psi) = -\nabla \cdot \mu \mathbf{H}_s (\text{in } \Omega_1) \quad (1.5-34)$$

在含源的非涡流区, 由于 $\mathbf{J}_e = 0$, \mathbf{J}_s 为已知函数, 仅使用标量磁位 ψ , 即 $\mathbf{H} = \mathbf{H}_s - \nabla \psi$, 微分控制方程为

$$\nabla \cdot \mu \nabla \psi = \nabla \cdot \mu \mathbf{H}_s (\text{in } \Omega_2) \quad (1.5-35)$$

由于在非涡流区采用了标量磁位, 相比于 \mathbf{A} 法, 变量自由度相对较少, 因此特别适合于导体区域相对较小的问题。其缺点是不适宜于多连域问题。

3.5 运动涡流场问题微分控制方程

含运动导体的三维涡流场模型如图 1.5-7 所示。

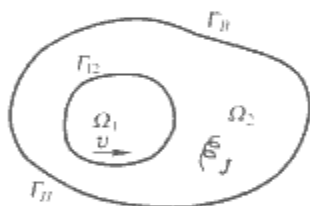


图 1.5-7 含运动导体的三维涡流场模型

对于三维运动涡流场模型, 边界条件为 $\mathbf{n} \times \mathbf{H} = 0$ (在 Γ_H 上), $\mathbf{n} \cdot \mathbf{B} = 0$ (在 Γ_B 上)。本构关系为 $\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$, $\mathbf{J}_e = \sigma (\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B})$ 。引入矢量磁位和标量电位, 并采用库伦规范, 微分控制方程为

在 Ω_1 区域 (涡流区域)

$$\begin{aligned} \nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \right) - \nabla \left(\frac{1}{\mu} \nabla \cdot \mathbf{A} \right) + \sigma \nabla V + \\ \sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \sigma \mathbf{v} \times \nabla \times \mathbf{A} = 0 \end{aligned} \quad (1.5-36)$$

$$\nabla \cdot \left(\sigma \nabla V + \sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \sigma \mathbf{v} \times \nabla \times \mathbf{A} \right) = 0 \quad (1.5-37)$$

在 Ω_2 区域 (非涡流区域)

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \right) - \nabla \left(\frac{1}{\mu} \nabla \cdot \mathbf{A} \right) = \mathbf{J}_s \quad (1.5-38)$$

4 电磁场数值分析方法

4.1 算子方程

在线性空间的理论中, 各种形式的电磁场控制方程可统一写为算子方程的形式, 即

$$L(u) = f \quad (1.5-39)$$

式中: L 为算子; f 为源或激励 (已知函数); u 为待定的未知函数 (以下以 u 代表标量未知函数, \mathbf{A} 代表矢量未知函数)。

数)。

虽然在各类电磁场问题控制方程所描述的物理现象或采用的位函数不同, 但最后所呈现的偏微分方程形式却有很多相似之处, 都是由某些微分算子作用于未知函数所形成的项所组成。在电磁场数值分析中常见的微分算子包括:

(1) 包含未知函数对位置的二阶偏导, 如 $\nabla \cdot (\alpha_1 \nabla u)$, $\nabla \times (\alpha_2 \nabla \times \mathbf{A})$ 和 $\nabla (\alpha_3 \nabla \cdot \mathbf{A})$ 。

这些项在工程电磁场控制方程中最为常见, 从静电、静磁到各类位函数表述的三维涡流场均包含该类算子。其中 $\nabla \cdot (\alpha_1 \nabla u)$ 又称扩散项, α_1 称为扩散项系数。 $\nabla (\alpha_3 \nabla \cdot \mathbf{A})$ 为三维涡流场 \mathbf{A} 法中罚项的形式。有限元法在处理此类项时通常要进行一次分部积分将二阶导数降为一阶, 即化为“弱”形式。

(2) 包含未知函数对时间的一阶偏导为 $\mu_1 \partial u / \partial t$ 和 $\mu_2 \partial \mathbf{A} / \partial t$ 。

该类项又称抛物项, 常见于瞬态涡流场。

(3) 包含未知函数对时间的二阶偏导为 $\rho_1 \partial^2 u / \partial t^2$ 和 $\rho_2 \partial^2 \mathbf{A} / \partial t^2$ 。

该类项常见于波动方程。

(4) 包含未知函数本身的为 $\beta_1 u$ 和 $\beta_2 \mathbf{A}$ 。

该类项又称吸收项, 其中 β 称为吸收系数。在时谐场情形下, 对时间的一阶或二阶偏导项转化为吸收项, β 中含 $j\omega$ 或 ω^2 。

(5) 包含未知函数对位置的一阶偏导为 $\gamma_1 \nabla u$, $\gamma_2 \mathbf{v} \cdot \nabla u$ 和 $\gamma_3 \mathbf{v} \times \nabla \times \mathbf{A}$ 。

$\gamma_1 \nabla u$ 常见于三维涡流场 \mathbf{A} 法中含 V 的项中。 $\gamma_2 \mathbf{v} \cdot \nabla u$ 和 $\gamma_3 \mathbf{v} \times \nabla \times \mathbf{A}$ 常见于二维及三维包含运动的涡流场控制方程中, 其中 \mathbf{v} 为速度, 常规有限元法处理此类项时可能导致数值解“伪振荡”。 $\gamma_2 \mathbf{v} \cdot \nabla u$ 又称对流项, γ_2 称为对流项系数。

(6) 包含未知函数对位置的一阶偏导及时间的一阶偏导, 如 $\sigma \nabla (\partial u / \partial t)$

该项出现于三维瞬态涡流场控制方程的 $\mathbf{A}-V$, \mathbf{A} 法表述 (含时间积分标量电位) 及 $\mathbf{T}-\psi$, ψ 法表述中。

4.2 积分方程方法

4.2.1 矩量法

矩量法是求解算子方程的一类普遍方法, 该方法将算子方程化为矩阵方程进行求解, 由于在求解过程中, 需计算广义矩量, 故称为矩量法。矩量法广泛应用于天线、微波技术和电磁散射等问题。

为简便起见, 以下将式 (1.5-39) 中精确解 u 的近似解仍以 u 表示。近似解在 L 的定义域中展开成函数 N_1, N_2, N_3, \dots 的组合, 即

$$u = \sum_{i=1}^n N_i \alpha_i \quad (1.5-40)$$

式中: α_i 为待定系数; N_i 为展开函数或基函数。在 L 的值域内定义一个权函数或检验函数 W_1, W_2, W_3, \dots 的集合, 并用每一个 W_j 分别与式 (1.5-39) 的两边求内积, 可得

$$\sum_{i=1}^n \alpha_i \langle W_j, L N_i \rangle = \langle W_j, f \rangle \quad (1.5-41)$$

式中: $j = 1, 2, 3, \dots$ 。

式 (1.5-41) 的矩阵形式为

$$l \alpha = b \quad (1.5-42)$$

$$l = \begin{bmatrix} \langle W_1, L N_1 \rangle & \langle W_1, L N_2 \rangle & \cdots \\ \langle W_2, L N_1 \rangle & \langle W_2, L N_2 \rangle & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots \end{bmatrix}$$

$$\alpha = \{\alpha_1, \alpha_2, \dots\}^T$$

$$b = \{\langle W_1, f \rangle, \langle W_2, f \rangle, \dots\}^T$$

求解该矩阵方程即可得到式 (1.5-40) 中 u 的近似解。

在矩量法的具体应用中, 通过选择不同的 N_i 和 W_j 可导出不同的方法, 当选择 $W_j = N_j$ 时, 即为伽辽金法。

当计算内积 $\langle W_j, LN_i \rangle$ 较困难时, 可采取的一个简单方法是在某些离散点上满足算子方程, 即用 Dirac δ 函数作为检验函数 W_j , 这种方法称为点匹配法。

当基函数 N_i 只是在 u 定义域的各个分域才有值, 而分域外为 0 时, 这种方法称为分域基法。

4.2.2 边界元法

边界元法首先将区域内的微分方程转换成边界上的积分方程, 然后将边界分割成有限大小的边界单元, 并在边界离散网格上形成以边界单元各节点场量或其法向导数为未知量的代数方程, 最后对该代数方程组进行求解得到未知函数的近似解。

边界元法可分为直接法与间接法两类。间接法用单层位势或双层位势的积分来表示求解区域中的未知函数, 但这些位势通常不能与真实的物理量建立联系。而直接法采用对边界上未知函数及其法向导数进行积分来表示求解区域的未知函数, 有更加明确的物理意义。

边界元法的主要特征为: 降低问题求解的空间维数, 将场域边值问题由场域边界上的边界积分方程表示; 易于处理空间开域问题。

该方法的局限性为: 系数矩阵为非对称性的满阵; 系数矩阵元素计算存在奇异积分; 不易处理多种媒质共存的问题。

在边界元法中称满足方程

$$L[u^*(r', r)] = -\delta(r', r) \quad (1.5-43)$$

的解 $u^*(r', r)$ 为式 (1.5-39) 的基本解。

式中: r 为原点到场点的距离矢量; r' 为原点到源点的距离矢量; $\delta(r', r)$ 为 Dirac δ 函数。

以二维泊松方程为例说明直接法的基本推导过程。

$$\nabla^2 u = f \quad \text{在 } \Omega \text{ 内} \quad (1.5-44)$$

$$u = \bar{u} \quad \text{在 } \Gamma_1 \text{ 上} \quad (1.5-45)$$

$$\partial u / \partial n = \bar{q} \quad \text{在 } \Gamma_2 \text{ 上} \quad (1.5-46)$$

其中 \bar{u} 与 \bar{q} 为已知函数, 基本解为

$$u^*(r', r) = \frac{1}{2\pi} \ln \frac{1}{|r - r'|} \quad (1.5-47)$$

根据格林第二恒等式可得

$$-\int_{\Omega} u(r) \nabla^2 u^*(r', r) d\Omega - \int_{\Omega} f(r) u^*(r', r) d\Omega = \int_{\Gamma} q(r) u^*(r', r) d\Gamma - \int_{\Gamma} q^*(r', r) u(r) d\Gamma \quad (1.5-48)$$

分两种情况进一步化简式 (1.5-48) 左端第一项 Ω 域积分。当 r' 在 Ω 域内时, 其边界积分变量 r 将不会与 r' 重合, 根据 δ 函数的性质, 式 (1.5-48) 可化为

$$u(r') - \int_{\Omega} f(r) u^*(r', r) d\Omega = \int_{\Gamma} q(r) u^*(r', r) d\Gamma - \int_{\Gamma} q^*(r', r) u(r) d\Gamma \quad (1.5-49)$$

当 r' 在边界节点上时, 边界积分中被积函数将有分母 $|r - r'|$ 为 0 的点, 故存在奇异积分。采用极限分析法, 可得

$$c(r') u(r') - \int_{\Omega} f(r) u^*(r', r) d\Omega = \int_{\Gamma} q(r) u^*(r', r) d\Gamma -$$

$$\int_{\Gamma} q^*(r', r) u(r) d\Gamma \quad (1.5-50)$$

其中 $c(r) = \theta(r')/2\pi$, $\theta(r')$ 为 r' 两侧边界在 Ω 域内所张的角。

将如下边界单元上的近似函数代入式 (1.5-50), 得

$$\left. \begin{aligned} u &= \sum_{i=1}^n u_i N_i \\ q &= \sum_{i=1}^n q_i N_i \end{aligned} \right\} \quad (1.5-51)$$

式中: u_i 和 q_i 分别为边界单元节点上的场量和其法向导数; N_i 为单元形状函数; n 为节点数。

可得到 n 组方程, 用于求解每个节点上的未知的 $u(r)$ 和 $\partial u(r)/\partial n$ 。之后代入式 (1.5-49) 又可直接求得区域内任一点的 $u(r)$ 。

4.3 微分方程方法

4.3.1 有限差分法

有限差分法是以差分原理为基础的一种数值方法, 该方法利用网格剖分将定解场域离散为有限节点的集合, 在每个离散节点上函数偏导数用函数的差商代替, 将偏微分方程定解问题转化为差分方程组问题, 结合边界条件, 求解差分方程组得出每个离散节点上的函数值, 再应用插值方法得到整个场域上的近似解。

主要步骤如下:

(1) 剖分。利用网格剖分技术离散定解场域, 网格通常采用完全有规律的分布方式, 这样在每个离散节点上就能得到形式相同的差分方程, 提高解题速度, 如图 1.5-8 所示。

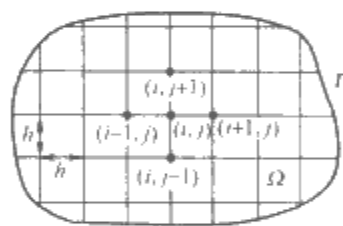


图 1.5-8 有限差分法区域离散示意图

(2) 构造差分格式。基于差分原理, 将场域内偏微分方程及定解条件进行差分离散化处理。

首先用网格节点上离散的函数值构成的差商来逼近相应的偏导数。如一维一阶导数 df/dx 可近似表示成如下 3 种形式

$$\frac{df}{dx} \approx \frac{\Delta f(x)}{\Delta x} = \frac{f(x+h) - f(x)}{h} \quad (1.5-52)$$

$$\frac{df}{dx} \approx \frac{\Delta f(x)}{\Delta x} = \frac{f(x) - f(x-h)}{h} \quad (1.5-53)$$

$$\frac{df}{dx} \approx \frac{\Delta f(x)}{\Delta x} = \frac{f(x+h) - f(x-h)}{2h} \quad (1.5-54)$$

式中: h 为相邻节点间距。

式 (1.5-52) ~ 式 (1.5-54) 分别对应于一阶向前、向后和中心差商。

又如一阶和二阶偏导数可近似表达为

$$\frac{\partial u}{\partial x} \approx \frac{u(x+h, y) - u(x, y)}{h} \quad (1.5-55)$$

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} \approx \frac{u(x+h, y) - 2u(x, y) + u(x-h, y)}{h^2} \quad (1.5-56)$$

以二维泊松方程为例

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} = F \quad (1.5-57)$$

对于图 1.5-8 中的点 (i, j) , 五点差分格式可将式 (1.5-57) 离散为

$$\frac{1}{h^2} [u_{(i+1,j)} - 2u_{(i,j)} + u_{(i-1,j)}] + \frac{1}{h^2} [u_{(i,j+1)} - 2u_{(i,j)} + u_{(i,j-1)}] = F \quad (1.5-58)$$

对场域 Ω 内各个节点 (包括内节点和有关的边界节点) 逐一列出对应的差分计算格式, 可构成以离散节点未知函数为待求量的差分方程组。

(3) 求解。采用合适的代数方程求解器求解差分方程组。有限差分法通常采用迭代法进行求解, 该方法可显著降低对计算机存储容量的要求。

4.3.2 时域有限差分法

时域有限差分法以 Yee 氏网格为空间电磁场离散单元, 将麦克斯韦旋度方程转化为差分方程, 在时间轴上逐步推进求解。该方法常用于高频电磁场的传输、辐射、散射和透入等工程问题的分析。

(1) Yee 氏网格。一般来说, 计算时域电磁场问题要在包括时间在内的四维空间进行, 合理离散麦克斯韦方程组的 6 个未知场量 (电场和磁场各 3 个分量) 是建立具有高精度的差分格式的关键问题。Yee 氏网格是创立时域有限差分法的基础, 该网格体系的特点是: 电场和磁场各分量在空间的取值点被交叉地放置, 使得在每个坐标平面上每个电场分量的四周由磁场分量环绕, 同时每个磁场分量的四周由电场分量环绕, 如图 1.5-9 所示。

(2) 旋度方程的差分格式。假定求解区域媒质为各向同性、线性且与时间无关, 但可存在电的和磁的损耗。在无源区域, 麦克斯韦的两个旋度方程表示为

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} - \sigma_m \mathbf{H} \quad (1.5-59)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \epsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} + \sigma \mathbf{E} \quad (1.5-60)$$

式中: σ_m 为等效磁阻率, Ω/m 。

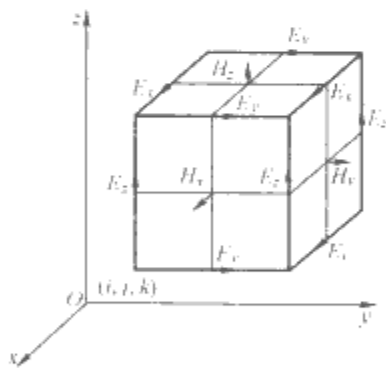


图 1.5-9 基本 Yee 氏网格及其场量配置

展开后可得

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (1.5-61)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \quad (1.5-62)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (1.5-63)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - \sigma_m H_x \right) \quad (1.5-64)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - \sigma_m H_y \right) \quad (1.5-65)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - \sigma_m H_z \right) \quad (1.5-66)$$

设 Δx 、 Δy 和 Δz 分别表示 x 、 y 和 z 坐标方向的网格空

间步长, Δt 表示时间步长。当采用图 1.5-9 所示的 Yee 氏网格时, 网格点的空间坐标可表示为

$$(i, j, k) = (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z) \quad (1.5-67)$$

任意时变参量 F 表示为

$$F^n(i, j, k) = F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) \quad (1.5-68)$$

对空间和时间的微商采用中心差分近似, 式 (1.5-61) 可表示为

$$E_x^{n+1}(i + \frac{1}{2}, j, k) = \frac{1 - \sigma(i + \frac{1}{2}, j, k)\Delta t}{2\epsilon(i + \frac{1}{2}, j, k)} E_x^n(i + \frac{1}{2}, j, k) + \frac{\sigma(i + \frac{1}{2}, j, k)\Delta t}{1 + \frac{\sigma(i + \frac{1}{2}, j, k)\Delta t}{2\epsilon(i + \frac{1}{2}, j, k)}} \times \frac{\Delta t}{1 + \frac{\sigma(i + \frac{1}{2}, j, k)\Delta t}{2\epsilon(i + \frac{1}{2}, j, k)}} \times \left[\frac{H_z^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j - \frac{1}{2}, k)}{\Delta y} - \frac{H_y^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k - \frac{1}{2})}{\Delta z} \right] \quad (1.5-69)$$

另两个电场分量方程式 (1.5-62) 与式 (1.5-63) 的差分方程形式与之完全类似。

对于磁场分量, 式 (1.5-64) 的差分方程为

$$H_x^{n+1}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) = \frac{1 - \sigma_m(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2})\Delta t}{2\mu(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2})} H_x^n(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) + \frac{\sigma_m(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2})\Delta t}{1 + \frac{\sigma_m(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2})\Delta t}{2\mu(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2})}} \times \frac{\Delta t}{1 + \frac{\sigma_m(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2})\Delta t}{2\mu(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2})}} \times \left[\frac{E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k + 1) - E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k)}{\Delta z} - \frac{E_z^n(i, j + 1, k + \frac{1}{2}) - E_z^n(i, j, k + \frac{1}{2})}{\Delta y} \right] \quad (1.5-70)$$

另两个磁场方程式 (1.5-65) 与式 (1.5-66) 的差分方程形式与之类似。

(3) 解的数值稳定性。由于上述按 Yee 氏网格所导出的差分方程是一种显式差分格式, 即按时间步推进计算电磁场在计算空间内的变化规律。该差分格式存在稳定性问题, 即时间变量步长 Δt 与空间变量步长 Δx 、 Δy 和 Δz 之间必须满足一定条件, 否则将导致数值不稳定。

式 (1.5-69) 及式 (1.5-70) 的数值稳定性条件为

$$\Delta t \leq \frac{1}{v \sqrt{(1/\Delta x)^2 + (1/\Delta y)^2 + (1/\Delta z)^2}} \quad (1.5-71)$$

式中: $v=1/\sqrt{\epsilon\mu}$ 为电磁波的传播速度。

当计算空间的媒质不均匀时, 由于 v 的取值不同, 故稳定性条件应为

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{\max} \sqrt{(1/\Delta x)^2 + (1/\Delta y)^2 + (1/\Delta z)^2}} \quad (1.5-72)$$

4.3.3 有限元法

有限元法的基本思想是: 将偏微分方程描述的定解问题转化为变分问题或加权余量方程, 利用剖分插值, 将变分问题离散化为多元函数的极值问题或直接展开加权余量方程, 构成代数方程组, 之后求解该方程组得出边值问题的近似解。求解边值问题的两类经典方法即里兹法和伽辽金法构成了有限元法的基础。

4.3.3.1 有限元剖分

在有限元法中, 为构造近似函数, 需要把场域剖分为许多单元, 每个单元内用适当的插值函数表示近似函数。

有限元剖分所采用的单元类型依赖于方程类型、求解域的结构特点及所希望得到的精度等。从单元的几何形状上来看, 可分为一维、二维和三维单元。单元节点的配置可在单元顶点, 也可在单元边上或单元内部。从单元节点的类型来看, 各节点可以是只包含场函数的节点值, 即 C_0 型单元 (绝大多数电磁场有限元单元为此类型, 如二维三角形单元、四边形 Lagrange 单元和 Serendipity 单元、三维四面体单元等), 也可以是包含场函数导数的节点值, 如包含场函数及其一阶导数节点值的 C_1 型单元 (Hermite 单元)。电磁场有限元法中的常用单元如图 1.5-10 所示。

4.3.3.2 单元插值函数

对于单元插值函数的形式, 有限元方法中大多采用不同阶次幂函数的多项式, 这是由于此类函数具有便于运算和易于满足收敛性要求的优点。单元插值函数应满足两个准则: 在单元与单元之间, 至少需满足未知函数的连续性; 形函数可允许为任意线性形式, 使得一阶导数为常量的要求能满足。

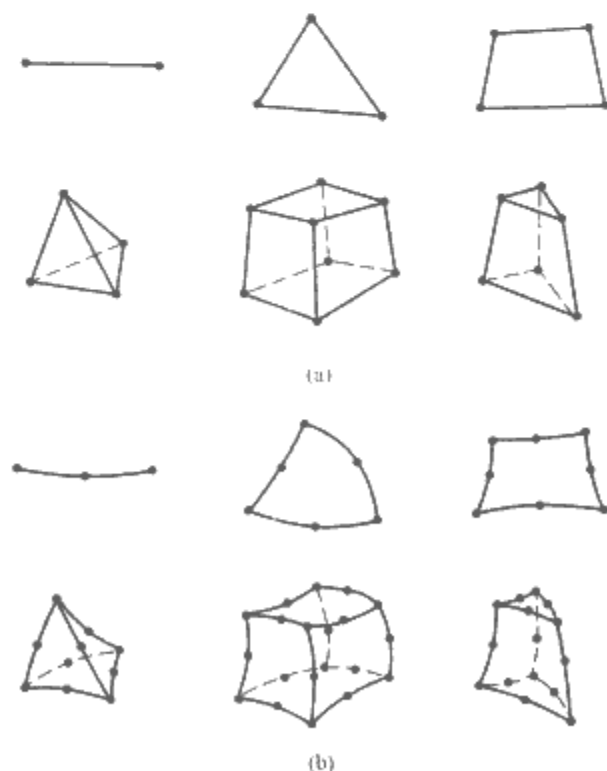


图 1.5-10 电磁场有限元法中的常用单元
(a) 一阶单元; (b) 二阶单元

对于具有 g 个节点的单元, 单元内的场函数 u 可插值表示为

$$u^e = \sum_{i=1}^g N_i^e u_i^e \quad (1.5-73)$$

由此决定的形函数称为标准形函数, 有如下性质

$$N_i^e(x_j, y_j, z_j) = \delta_{ij}$$

$$\sum_{i=1}^g N_i^e(x, y, z) = 1 \quad (1.5-74)$$

为了使各类单元的插值函数形式规范和计算简便, 一般采用自然坐标表示单元插值函数。对于一维单元、二维四边形单元和三维六面体单元, 自然坐标为曲线坐标; 对于三角形单元, 自然坐标为面积坐标; 对于四面体单元, 自然坐标为体积坐标。

4.3.3.3 单元矩阵和右端项的形成

由于插值函数仅在与某一节点相连的单元上有值, 故对有限元矩阵或右端项进行积分计算时, 可先在每一单元上进行, 之后再叠加形成总体矩阵和右端项。

单元矩阵和右端项包括单元刚度矩阵、单元质量矩阵、单元阻尼矩阵和单元荷载向量。这些矩阵和向量中各元素的计算都归结为求取一个积分式的值, 其一般形式为

$$\int_{V^e} G(x, y, z) dx dy dz$$

$$\int_{S^e} F(x, y) dx dy$$

式中: V^e 和 S^e 分别为三维体单元和二维面单元的空间范围。

被积函数 G 和 F 中可能包含场函数对坐标 x, y, z 的偏导。构成场函数的插值函数是用自然坐标表述的, 故上述积分限、积分微元及被积函数中场函数对总体坐标的偏导均要转换到相应自然坐标的形式。

4.3.3.4 总体合成

单元矩阵和右端项形成后, 要将其叠加到总体矩阵和右端项上, 设单元数为 M , 总体刚度矩阵 K 及右端项 b 为

$$K = \sum_{e=1}^M \bar{K}^e \quad (1.5-75)$$

$$b = \sum_{e=1}^M \bar{b}^e \quad (1.5-76)$$

式中: \bar{K}^e 和 \bar{b}^e 分别为第 e 个单元的增广刚度矩阵和增广右端向量。

程序实现的具体过程为: 对于 \bar{K}^e 中的每一元素 $K_{i,j}^e$, 首先找到单元 e 中局部编码为 i 和 j 的节点所对应的全局编码, 设为 k 和 l , 然后将 $K_{i,j}^e$ 加到 K 中的元素 $K_{k,l}$ 上, 而将 b_i^e 加到 b 的元素 b_k 上。

总体质量矩阵或总体阻尼矩阵的合成过程与总体刚度矩阵的合成过程相同。

4.3.3.5 边界条件处理

(1) 第 2、3 类边界条件的处理。以二维泊松方程的第 3 类边界条件为例

$$\alpha \partial u / \partial n + \gamma u = q \quad \text{在 } \Gamma_2 \text{ 上} \quad (1.5-77)$$

式中: α, γ, q 均为已知参数, α 为控制方程中的扩散项系数。

第 2 类边界条件即为式 (1.5-77) 当 $\gamma=0$ 时的特例。若 γ 与 q 同时为 0 时, 有限元离散过程将自动考虑这一边界条件, 无需专门处理。

当考虑第3类边界条件时,在泛函 $F(u)$ 中应包含一个附加项

$$F_b(u) = \int_{\Gamma_2} \left(\frac{\gamma}{2} u^2 - qu \right) d\Gamma \quad (1.5-78)$$

设 Γ_2 由 M_2 个单元边组成,则式 (1.5-78) 可写成

$$F_b(u) = \sum_{s=1}^{M_2} \int_{\Gamma_s} \left(\frac{\gamma}{2} u^2 - qu \right) d\Gamma = \sum_{s=1}^{M_2} F_b(u^s) \quad (1.5-79)$$

在 Γ_2 每一个单元边上用一维单元形函数表示未知函数

$$u^s = \sum_{j=1}^{g_s} N_j^s u_j^s \quad (1.5-80)$$

式中: g_s 是单元边 s 上的节点数。

将式 (1.5-80) 代入 F_b^s , 并对 u_j^s 求导, 得到

$$\left\{ \frac{\partial F_b^s}{\partial u^s} \right\} = \mathbf{K}^s \mathbf{u}^s - \mathbf{b}^s \quad (1.5-81)$$

其中 $K_{ij}^s = \int_{\Gamma_s} \gamma N_i^s N_j^s l^s d\xi$, $b_i^s = \int_{\Gamma_s} q N_i^s l^s d\xi$, l^s 为单元边 s 的长度。根据单元边 s 各节点的全局节点编号, 将每一个 \mathbf{K}^s 组合到 \mathbf{K} 中, 并将每一个 \mathbf{b}^s 组合到 \mathbf{b} 中, 其过程与单元矩阵的总体合成类似。

(2) 第1类边界条件的处理。在求解代数方程组之前, 需要加强已知的狄利克雷边界条件, 设第 i 个节点的 U 已知, 为 U_0 , 则令

$$b(i) = U_0, K_{i,i} = 1, K_{i,j} = 0 \quad (j \neq i) \quad (1.5-82)$$

$$b_j \leftarrow b_j - K_{j,i} U_0, K_{j,i} = 0 \quad (j \neq i) \quad (1.5-83)$$

即可加上边界条件。这样处理后, 狄利克雷边界节点自由度所对应的方程可从总体方程组中移去, 从而减小代数方程组的方程数。

4.3.4 有限体积法

有限体积法的基本思路是: 将计算区域划分为网格并在每个网格点周围构造互不重叠的控制体积, 将待解微分方程(控制方程)对每一个控制体积积分, 从而得出一组离散方程, 方程中的未知数就是网格点上的场量。为了求出控制体积的积分, 必须假定场量在网格点之间的插值规律。从积分区域的选取方法来看, 有限体积法属于加权余量法中的子域法, 从未知数的近似方法来看, 有限体积法属于采用局部近似的离散方法。简言之, 子域法加离散就是有限体积法的基本方法。

主要步骤如下:

(1) 区域离散。将计算区域划分为一系列不重复的控制体积, 并使每个网格点周围有一个控制体积。将计算区域离散化后, 可得到以下4种几何要素: ①节点。需要求解的场量的几何位置。②控制体积。应用控制方程的最小几何单位。③界面。规定了与各节点相对应的控制体积的分界面位置。④网格线。连接相邻两节点形成的曲线族。

通常控制体积有重心型控制体积和外心型控制体积两种, 其构成方式如下:

以二维问题及三角形单元为例, 首先对整体区域进行初始三角形剖分, 待求的场量定义在三角形顶点处。将三角形每条边的中点与重心(或外心)相连可得围绕顶点的小多边形区域, 这样的多边形单元即称为控制体积。三角形每条边的中点与重心相连形成的控制体积, 称为重心型控制体积; 三角形每条边的中点与外心相连形成的控制体积, 称为外心型控制体积。

(2) 得出节点上待求场量的代数方程。将控制方程在任一控制体积及时间间隔内对空间与时间作积分; 确定未知函数及其导数对时间及空间的插值规律, 也就是如何从相邻节点的函数值来确定控制体积界面上被求函数值的插值方式; 对控制方程中的各项按选定的插值方式进行积分, 并整理成关于节点上未知场量的代数方程组。

(3) 求解方程。采用合适的代数方程求解器求解代数方程组。

以算子方程为例说明其对应的一维形式的有限体积法离散格式。算子方程为

$$-a \nabla^2 u + b \nabla u = s \quad (1.5-84)$$

式中: a 、 b 均为大于0的常数; u 为待求场量; s 为源项。

在 $[0, 1]$ 上, 式 (1.5-84) 的一维形式可以写为

$$-a \frac{d^2 u}{dx^2} + b \frac{du}{dx} = s \quad (0 < x < 1) \quad (1.5-85)$$

并设 $u(0) = \alpha$, $u(1) = \beta$ 。采用均匀剖分 ($\delta x = \Delta x = h$), 包含节点 i 的区域的离散形式如图 1.5-11 所示, 其中阴影部分即为节点 i 的控制体积。

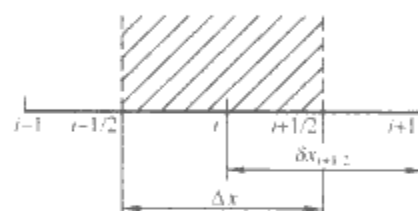


图 1.5-11 一维有限体积法离散示意图

将方程的左端项在 i 点的控制体积上积分

$$\int_{i-1/2}^{i+1/2} \left(-a \frac{d^2 u}{dx^2} + b \frac{du}{dx} \right) dx = -a \left(\frac{du}{dx} \Big|_{i+1/2} - \frac{du}{dx} \Big|_{i-1/2} \right) + b(u_{i+1/2} - u_{i-1/2}) \quad (1.5-86)$$

取 u 随 x 呈分段线性的变化, 则有

$$u_{i+1/2} = \frac{1}{2}(u_{i+1} + u_i) \quad (1.5-87)$$

$$u_{i-1/2} = \frac{1}{2}(u_i + u_{i-1}) \quad (1.5-88)$$

$$\frac{du}{dx} \Big|_{i+1/2} = \frac{u_{i+1} - u_i}{\delta x} = \frac{u_{i+1} - u_i}{h} \quad (1.5-89)$$

$$\frac{du}{dx} \Big|_{i-1/2} = \frac{u_i - u_{i-1}}{\delta x} = \frac{u_i - u_{i-1}}{h} \quad (1.5-90)$$

于是有

$$\int_{i-1/2}^{i+1/2} \left(-a \frac{d^2 u}{dx^2} + b \frac{du}{dx} \right) dx = -\frac{a}{h}(u_{i+1} - 2u_i + u_{i-1}) + \frac{b}{2}(u_{i+1} - u_{i-1}) \quad (1.5-91)$$

将方程的右端项在 i 点的控制体积上积分, 并取 s 呈阶梯式变化, 于是有

$$\int_{i-1/2}^{i+1/2} s dx = \bar{s} h \quad (1.5-92)$$

式中: \bar{s} 为右端项在控制体积上的平均值。

于是有

$$-\frac{a}{h}(u_{i+1} - 2u_i + u_{i-1}) + \frac{b}{2}(u_{i+1} - u_{i-1}) = \bar{s} h \quad (1.5-93)$$

4.3.5 无单元法

无单元(网格)法只需节点信息, 节点之间无需建立网格, 也无需构成网格单元, 是相对于有限元法的很好补充。

用于解决一些用网格方法难以模拟的问题,如微小气隙问题、薄板问题、小缺陷探测、运动问题等。

无单元伽辽金法和伽辽金有限元法一样,遵循了加权余量法的方法体系。无单元法求解域与边界示意图如图 1.5-12 所示,对于微分算子方程

$$A(u) = 0 \quad \text{在 } \Omega \text{ 内} \quad (1.5-94)$$

及边界条件

$$B(u) = \{B_1(u), B_2(u), \dots\}^T \quad \text{在 } \Gamma \text{ 上} \quad (1.5-95)$$

式中: A 、 B 为微分算子;未知函数 u 为向量场函数。



图 1.5-12 无单元法求解域与边界示意图

采用加权余量法,选取 n 个规定函数作为权函数,得到上述定解问题的等效积分形式

$$\int_{\Omega} W^T A(\bar{u}) d\Omega + \int_{\Gamma} \bar{W}^T B(\bar{u}) d\Gamma = 0 \quad (1.5-96)$$

接下来在求解域 Ω 的一个局部子域 Ω_k 上定义场函数的一个局部近似形式

$$u \approx \bar{u} = \sum_{i=1}^{n_k} N_i u_i^k \quad (1.5-97)$$

式中: n_k 为子域 Ω_k 内的节点个数; N_i 为试探函数(或基函数、形函数),它在子域 Ω_k 内为非零,在该子域外为零。

当试探函数 N_i 作为权函数时,加权余量法便成为伽辽金法。

当上述权函数或形函数 N_i 的构造基于网格形式的子域进行时,就成为了伽辽金有限元法。这时的 N_i 具有以下性质

$$N_i(x_j) = \begin{cases} 1 & (j = i) \\ 0 & (j \neq i) \end{cases} \quad (1.5-98)$$

式中: i 、 j 为网格的节点编号。

有限元法中,插值子域(网格单元)中插值点的个数与定义在插值子域上的局部近似场函数的待定系数的个数相等,因此这种构造形函数的插值方法称为插值型的。

无单元伽辽金法中,形函数采用了逼近型的插值构造方法。该方法首先在求解域内布置一系列节点,然后以任意一个节点为圆心,选取一定的半径画圆作为插值子域。插值子域中插值点个数(节点个数) n_k 往往大于局部近似场函数中的待定系数个数 m ,这时选用滑动最小二乘法构造形函数

$$N_i(x) = \sum_{j=1}^m P_j(x) [A^{-1}(x)B(x)]_i \quad (1.5-99)$$

$$A = \sum_{i=1}^{n_k} w_i(x) P(x_i) P^T(x_i)$$

$$B = [w_1(x)P(x_1), w_2(x)P(x_2), \dots, w_{n_k}(x)P(x_{n_k})]$$

其中 $w_i(x) = w(x - x_i)$ 为权函数,具有紧支特性,常用的有指数型、样条型等。

指数型权函数为

$$w(s) = \begin{cases} e^{-\alpha(s/a)^2} & (s \leq 1) \\ 0 & (s > 1) \end{cases} \quad (1.5-100)$$

负指数型权函数为

$$w(s) = \begin{cases} \frac{e - (\alpha s)^{2k} - e - \alpha^{2k}}{1 - e - \alpha^{2k}} & (s \leq 1) \\ 0 & (s > 1) \end{cases} \quad (1.5-101)$$

四次样条型权函数为

$$w(s) = \begin{cases} 1 - 6s^2 + 8s^3 - 3s^4 & (s \leq 1) \\ 0 & (s > 1) \end{cases} \quad (1.5-102)$$

圆锥型权函数为

$$w(s) = \begin{cases} 1 - s^{2k} & (s \leq 1) \\ 0 & (s > 1) \end{cases} \quad (1.5-103)$$

式中 $s = r_i / r_m$, $r_i = \|x - x_i\|$, r_m 为节点影响半径。

$P(x)$ 为 m 维基。

三维二次基 ($m=10$) 为

$$P^T(x) = [1, x, y, z, x^2, y^2, z^2, xy, xz, yz] \quad (1.5-104)$$

三维线性基 ($m=4$) 为

$$P^T(x) = [1, x, y, z] \quad (1.5-105)$$

采用上述逼近型形函数构造方法的优点在于插值子域是临时建立的,不必像在有限元法中那样事先建立,从而避开了网格的划分,实现无单元(网格)插值。

基于逼近方法构造的插值函数,由于插值点较多,精度要比有限元法的插值精度高,近似函数的光滑性要比有限元法的近似函数光滑性好。

在无单元法中,强加边界条件的处理、影响半径的确定、介质交界面条件的处理是需要解决的关键性问题,有待进一步深入研究。

4.3.6 有限元-边界元耦合方法

有限元法对复杂区域及边界条件、非线性材料问题的良好适应性已为数值分析者所公认,但对于开域问题、奇异问题的处理不如人意。相比之下,边界元法在处理无穷大、半无穷大区域及场量变化剧烈的问题时更为方便有效。在某些情况下,将两种方法结合起来使用,可取长补短。

考虑如图 1.5-13 所示的求解区域 $\Omega = \Omega_1 \cup \Omega_0$, Ω_1 和 Ω_0 各自的边界为 Γ_1 和 Γ_0 , 共同边界为 $\Gamma_I = \Gamma_1 \cap \Gamma_0$ 。其中 Ω_1 采用有限元法离散, Ω_0 采用边界元法离散。在 Γ_I 上,边界元单元的各节点与有限元单元的外侧面节点重合。

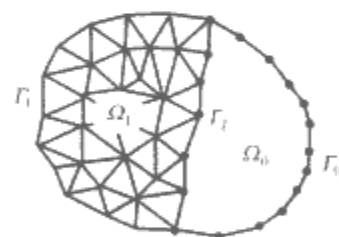


图 1.5-13 有限元-边界元耦合方法区域离散示意图

在有限元区域,通过变分方法或加权余量法,可得如下形式的矩阵方程

$$KU_1 = N_1 Q_1 + F \quad (1.5-106)$$

式中: K 为刚度矩阵; U_1 为解向量; N_1 为与非本质边界(包括 Γ_I)有关的系数矩阵; Q_1 中的元素对于静电场来说为 $\epsilon \partial \phi / \partial n$, 对于二维磁场来说为 $\nu \partial A_z / \partial n$; F 为源项积分得到的载荷向量。

对于边界元区域,考虑拉普拉斯方程,根据格林第 2 恒等式或加权余量法,可得

$$HU_0 = GQ_0 \quad (1.5-107)$$

为了将两区域耦合起来,需利用边界 Γ_I 上的变量所满足的两个连续条件,即场量连续和通量连续为

$$U_1^{(I)} = U_0^{(I)} = U^{(I)} \quad (1.5-108)$$

$$-Q_1^{(I)} = Q_0^{(I)} = Q^{(I)} \quad (1.5-109)$$

式中: $U_1^{(I)}$ 和 $Q_1^{(I)}$ 分别为 U_1 和 Q_1 属于 Γ_I 节点上的部分;

$U_0^{(D)}$ 和 $Q_0^{(D)}$ 分别为 U_0 和 Q_0 属于 Γ_1 节点上的部分。

式 (1.5-109) 中出现负号是因为在 Γ_1 上有限元与边界元离散区域的法向导数方向相反。

4.3.6.1 等效有限元算法

将 (1.5-107) 等式两边乘以 G^{-1} , 可得

$$G^{-1}HU_0 = Q_0 \quad (1.5-110)$$

等式两边乘以与式 (1.5-106) 中 N_1 意义相同的 N_0 矩阵可得

$$(N_0G^{-1}H)U_0 = N_0Q_0 \quad (1.5-111)$$

结合条件式 (1.5-108) 与式 (1.5-109), 将式 (1.5-111) 与式 (1.5-106) 组合, U_1 与 U_0 对应同一节点的部分合并, Q_1 与 Q_0 对应同一节点的部分抵消, 可形成耦合方程组, 求解该方程组即可得到有限元法和边界元法的未知量 U_1 与 U_0 。

4.3.6.2 等效边界元算法

将式 (1.5-106) 和式 (1.5-107) 通过重新排列, 分别写成

$$[K^{(1)}K^{(D)}] \begin{Bmatrix} U_1^{(1)} \\ U_1^{(D)} \end{Bmatrix} = [N^{(1)}N^{(D)}] \begin{Bmatrix} Q_1^{(1)} \\ Q_1^{(D)} \end{Bmatrix} + F^{(1)} \quad (1.5-112)$$

$$[H^{(0)}H^{(D)}] \begin{Bmatrix} U_0^{(0)} \\ U_0^{(D)} \end{Bmatrix} = [G^{(0)}G^{(D)}] \begin{Bmatrix} Q_0^{(0)} \\ Q_0^{(D)} \end{Bmatrix} \quad (1.5-113)$$

根据条件式 (1.5-108) 和式 (1.5-109), 式 (1.5-112) 和式 (1.5-113) 可合并为

$$\begin{bmatrix} H^{(0)} & H^{(D)} & -G^{(D)} & 0 \\ 0 & K^{(D)} & N^{(D)} & K^{(1)} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} U_0^{(0)} \\ U_0^{(D)} \\ Q_1^{(D)} \\ U_1^{(1)} \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ Q_1^{(1)} \\ F^{(1)} \end{bmatrix} \quad (1.5-114)$$

式 (1.5-114) 还要根据给定的边界条件重新排列成典型的矩阵方程进行求解。

4.3.6.3 区域分解算法

区域分解算法在给定初始值的情况下, 分别求解有限元及边界元区域, 通过边界面上的连续性条件进行 D-N 交替求解, 其算法步骤为:

(1) 在有限元与边界元的共同边界上给出初始的试探值 $U_1^{(D)}$ 。

(2) 以 $U_1^{(D)}$ 作为 Ω_1 的狄利克雷边值条件, 求解有限元方程式 (1.5-106), 得到有限元各节点变量值后, 进一步计算边界上各点 Q , 并结合边界单元法向量 \bar{n} 计算 $Q_1^{(D)}$ 。

(3) 利用边界条件式 (1.5-109), 在 Ω_0 内根据边界元方程式 (1.5-107) 求解诺曼边值问题, 得到 $U_0^{(D)}$ 。

(4) 计算更新后的 $U_1^{(D)}$

$$U_1^{(D)}|_{n+1} = (1 - \omega_n)U_1^{(D)}|_n + \omega_n U_0^{(D)}|_n \quad (1.5-115)$$

式中: ω_n 为松弛因子, 当 $n=1$ 时取 1。

(5) 比较 $U_1^{(D)}|_{n+1}$ 及 $U_1^{(D)}|_n$ 的值, 若满足容许误差则跳出循环, 否则回到第 2 步。

5 线性方程组求解方法

电磁场数值计算方法最终形成的是线性方程组

$$Ax = b \quad (1.5-116)$$

式中: $A \in R^{n \times n}$, A 是非奇异矩阵; $b \in R^n$ 。

求解线性方程组有两类最基本的算法: 一类是直接法, 即以消去为基础的解法, 从理论上讲, 它可以在固定步数内求得方程组的准确解; 一类是迭代法, 它是一个逐步求得近似解的过程, 在迭代过程中, 由于极限过程一般不可能进行到底, 只能得到满足一定精度要求的近似解。

5.1 直接法

直接法分为高斯消去法和 LU 分解法两种。

5.1.1 高斯消去法

高斯消去法如图 1.5-14 所示, 可分为三个过程: 归一化、消元和回代。

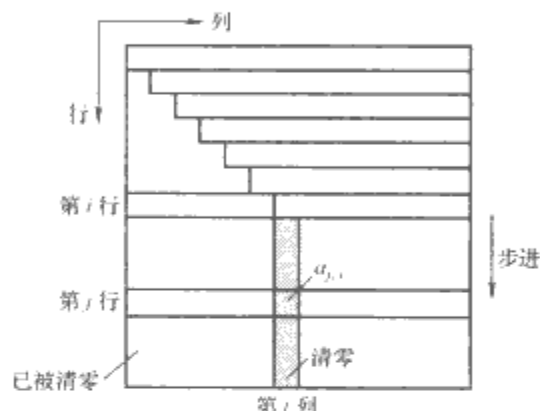


图 1.5-14 高斯消去法

(1) 归一化 $a_{kj} = a_{kj} / a_{kk} \quad (j = k+1, \dots, n), b_k = b_k / a_{kk}$ 。

(2) 消元 $a_{ij} = a_{ij} - a_{ik}a_{kj} \quad (i, j = k+1, \dots, n), b_i = b_i - a_{ik}b_k \quad (i = k+1, \dots, n)$ 。

(3) 回代 $x_n = b_n / a_{nn}, x_i = b_i - \sum_{j=i+1}^n a_{ij}x_j \quad (i = n-1, \dots, 2, 1)$ 。

在归一化过程中, 要用 a_{kk} 作除数, 当 $|a_{kk}|$ 很小时, 会损失精度。所以, 在归一化之前, 可先选主元。选主元的方法主要有列主元法和全主元法。

5.1.2 LU 分解法

如果方程组式 (1.5-116) 中的 A 能分解成

$$A = LU \quad (1.5-117)$$

式中: L 为下三角矩阵; U 为上三角矩阵。

这时式 (1.5-116) 就可以转化为两个容易求解的三角形方程组

$$\begin{cases} Ly = b \\ Ux = y \end{cases} \quad (1.5-118)$$

5.2 迭代法

迭代法根据迭代格式的不同主要有雅可比 (Jacobi) 迭代法、高斯-赛德尔 (Gauss-Seidel) 迭代法和松弛 (relaxation) 迭代法。

5.2.1 雅可比迭代法

把系数矩阵 A 分解为 $A = D - (L + U)$, 其中 D 为对角矩阵, L 和 U 分别为 A 的下三角部分和上三角部分的反号。雅可比迭代法格式为

$$x^{(k+1)} = D^{-1}(L + U)x^{(k)} + D^{-1}b \quad (1.5-119)$$

雅可比迭代法的分量形式为

$$x_i^{(k+1)} = \frac{1}{a_{ii}} \left(b_i - \sum_{j=1, j \neq i}^n a_{ij}x_j^{(k)} \right) \quad (k = 0, 1, 2, \dots) \quad (1.5-120)$$

5.2.2 高斯-赛德尔迭代法

高斯-赛德尔迭代法迭代格式为

$$\mathbf{x}^{(k+1)} = (\mathbf{D} - \mathbf{L})^{-1} \mathbf{U} \mathbf{x}^{(k)} + (\mathbf{D} - \mathbf{L})^{-1} \mathbf{b} \quad (1.5-121)$$

高斯-赛德尔迭代法的分量形式为

$$x_i^{(k+1)} = \frac{1}{a_{ii}} \left(b_i - \sum_{j=1}^{i-1} a_{ij} x_j^{(k+1)} - \sum_{j=i+1}^n a_{ij} x_j^{(k)} \right) \quad (i = 0, 1, 2, \dots, n) \quad (1.5-122)$$

5.2.3 逐次超松弛迭代法

逐次超松弛迭代法迭代格式的分量形式为

$$x_i^{(k+1)} = (1 - \omega) x_i^k + \omega \left(\frac{b_i}{a_{ii}} - \sum_{j=1}^{i-1} \frac{a_{ij}}{a_{ii}} x_j^{(k+1)} - \sum_{j=i+1}^n \frac{a_{ij}}{a_{ii}} x_j^{(k)} \right) \quad (i = 1, 2, \dots, n) \quad (1.5-123)$$

式中: ω 为松弛因子。

$0 < \omega < 1$, 为低松弛方法。 $1 < \omega < 2$, 为超松弛方法, 此法可以加速迭代方法的收敛。

5.2.4 共轭梯度法 (CG 法)

CG 法适用于对称正定方程组的求解。共轭梯度算法为:

(1) 给定 $\mathbf{x}^{(0)} = \mathbf{0} \in R^n$, 计算 $\mathbf{r}^{(0)} = \mathbf{b} - \mathbf{A} \mathbf{x}^{(0)}$ 取 $\mathbf{p}^{(1)} = \mathbf{r}^{(0)}$ 。

(2) 以下对于 $k=1, 2, \dots$, 直到收敛。

$$(3) \alpha_k = \frac{(\mathbf{r}^{(k-1)}, \mathbf{r}^{(k-1)})}{(\mathbf{A} \mathbf{p}^{(k-1)}, \mathbf{p}^{(k-1)})}。$$

$$(4) \mathbf{x}^{(k)} = \mathbf{x}^{(k-1)} + \alpha_k \mathbf{p}^{(k-1)}。$$

$$(5) \mathbf{r}^{(k)} = \mathbf{r}^{(k-1)} - \alpha_k \mathbf{A} \mathbf{p}^{(k-1)}。$$

$$(6) \beta_k = \frac{(\mathbf{r}^{(k)}, \mathbf{r}^{(k)})}{(\mathbf{r}^{(k-1)}, \mathbf{r}^{(k-1)})}。$$

$$(7) \mathbf{p}^{(k+1)} = \mathbf{r}^{(k)} - \beta_k \mathbf{p}^{(k)}。$$

当 $\|\mathbf{r}^{(k)}\|_2 = 0$ 或 $(\mathbf{p}^{(k)}, \mathbf{A} \mathbf{p}^{(k)}) = 0$ 时, 计算过程中断, 这时 $\mathbf{x}^{(k)}$ 等于 \mathbf{x}^* 。

通过预处理降低 \mathbf{A} 的条件数可以提高 CG 法的收敛速度。常用的三种预处理器是:

(1) 不完全 Cholesky 因子分解预处理器。方程组中的 \mathbf{A} 是对称正定的, 对 \mathbf{A} 作不完全 Cholesky 因子分解, 即

$$\mathbf{A} = \mathbf{L} \mathbf{L}^T + \mathbf{R} \quad (1.5-124)$$

取预处理器 $\mathbf{M} = \mathbf{L} \mathbf{L}^T \approx \mathbf{A}$, 其中 \mathbf{L} 为下三角矩阵。与 $\mathbf{A} \mathbf{x} = \mathbf{b}$ 等价的方程组为

$$\mathbf{F} \mathbf{y} = \mathbf{g} \quad (1.5-125)$$

式中: $\mathbf{F} = \mathbf{L}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{L}^{-T}$; $\mathbf{y} = \mathbf{L}^T \mathbf{x}$; $\mathbf{g} = \mathbf{L}^{-1} \mathbf{b}$ 。

当 $\mathbf{L} \mathbf{L}^T$ 很近似于 \mathbf{A} 的完全分解 (即 $\mathbf{A} = \mathbf{L} \mathbf{L}^T$) 时, \mathbf{F} 的条件数近似于条件数的最小值 1。

(2) 雅可比迭代预处理器。 $\mathbf{M}_J = \mathbf{D} = \text{diag}(a_{11}, a_{22}, \dots, a_{nn})$, 其中 a_{ii} ($i=1, 2, \dots, n$) 为矩阵 \mathbf{A} 的主对角线元素。上述 \mathbf{L} 为

$$\mathbf{L} = \mathbf{L}^T = \text{diag}(\sqrt{a_{11}}, \sqrt{a_{22}}, \dots, \sqrt{a_{nn}}) \quad (1.5-126)$$

(3) SSOR 预处理器。 $\mathbf{M}_{\text{SSOR}} = \frac{1}{\omega(2-\omega)} (\mathbf{D} - \omega \mathbf{L}_A) \mathbf{D}^{-1} (\mathbf{D} - \omega \mathbf{L}_A^T)$, 其中 $0 < \omega < 2$, \mathbf{L}_A 为矩阵的严格下三角部分反号, $\mathbf{D} = \text{diag}(a_{11}, a_{22}, \dots, a_{nn})$ 。由 \mathbf{M}_{SSOR} 分解得

$$\mathbf{L} = \frac{(\mathbf{D} - \omega \mathbf{L}_A) \mathbf{D}^{-\frac{1}{2}}}{\sqrt{\omega(2-\omega)}}, \mathbf{L}^T = \frac{(\mathbf{D} - \omega \mathbf{L}_A^T) \mathbf{D}^{-\frac{1}{2}}}{\sqrt{\omega(2-\omega)}} \quad (1.5-127)$$

其中 $\mathbf{D}^{-\frac{1}{2}} = \text{diag}\left(\frac{1}{\sqrt{a_{11}}}, \frac{1}{\sqrt{a_{22}}}, \dots, \frac{1}{\sqrt{a_{nn}}}\right)$

经 SSOR 迭代预处理器的预处理后, 方程组的系数矩阵

$\mathbf{F} = \mathbf{L}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{L}^{-T}$ 的条件数等于原方程组系数矩阵 \mathbf{A} 的条件数的平方根, 使 CG 法加速收敛。

5.2.5 广义极小残余 (GMRES) 法

GMRES 法可用于求解非对称正定方程组。取 $\mathbf{x}_0 \in R^n$ 为任意向量, 令 $\mathbf{r}_0 = \mathbf{b} - \mathbf{A} \mathbf{x}_0$, 取 Krylov 子空间 $K_m(\mathbf{r}_0, \mathbf{A}) = \text{span}\{\mathbf{r}_0, \mathbf{A} \mathbf{r}_0, \dots, \mathbf{A}^{m-1} \mathbf{r}_0\}$, 求 $\mathbf{y}_m \in K_m(\mathbf{r}_0, \mathbf{A})$, 使得 $\|\mathbf{r}_m\| = \|\mathbf{r}_0 - \mathbf{A} \mathbf{y}_m\| = \min \|\mathbf{r}_0 - \mathbf{A} \mathbf{y}\|$, $\mathbf{y} \in K_m(\mathbf{r}_0, \mathbf{A})$ 。 $\mathbf{x}_m = \mathbf{x}_0 + \mathbf{y}_m$ 即为方程的近似解。GMRES 的预处理方法类似于预处理共轭梯度法。

5.3 并行计算方法

随着计算规模的扩大, 大规模线性方程组计算需要借助于并行计算方法。

5.3.1 区域分解法

把求解区域分成多个子区域实行并行求解, 如图 1.5-15 所示。

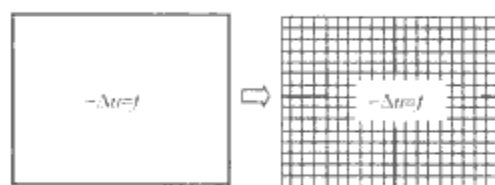


图 1.5-15 区域划分

5.3.2 方程组的划分

区域划分后在各子区域上形成各子线性方程组, 对方程组实行并行求解。对于一般的大型线性方程组, 为实现并行计算, 将方程组系数矩阵带状划分, 每台处理器处理一组数据。

5.3.3 并行求解器

CG 和 GMRES (m) 法是 Krylov 子空间方法中两种较有效的算法。这两个算法主要涉及向量计算及矩阵与向量相乘, 适合于并行计算。各处理器负责局部线性方程组的求解, 列向量解的更新通过处理器间的数据交换实现。数据交换通过 MPI (message passing interface) 消息传递机制来进行, 可以实现快速、稳定的通信。多次迭代求解后, 最终得到满足精度要求的解。

6 电磁分析测试模型

国际计算电磁学会 (International Compumag Society) 为了验证、比较与展示各种电磁场计算方法及代码的有效性, 方便同行之间的合作与交流, 自 1986 年起, 陆续设立了一系列颇具代表性的参考问题 [test electromagnetic analysis method (TEAM) workshop benchmark problems]。多数问题给出了试验结果或解析解。到目前为止, 已收录了 34 个标准问题, 在计算电磁学界进行了广泛的讨论和研究。其中, 一部分问题已经有了确定的分析结果, 讨论基本结束, 而另一些问题的研究才刚刚开始。本节收录了其中一部分问题的简单描述。

6.1 FELIX 圆筒实验 (No. 1 The FELIX Cylinder Experiment)

FELIX 是美国 Argonne 国家实验室构建的用于电磁效应研究的实验装置。模型为一个中空的圆筒, 放置在均匀的磁场中, 磁场的方向垂直于圆筒的轴线, 大小随时间指数衰减。要求计算铝圆筒中的感应电流和不同位置的磁感应强度、功率损耗等。该问题按照圆筒的长度和外加磁场的衰减时间常数不同, 分为两个子问题, 编号分别为 1A 和 1B。

1A: 圆筒长 1.2m, 内半径 0.1317m, 外半径 0.1365

m。材料为铝合金，电阻率为 $3.94 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$ 。外加匀强磁场， $t < 0$ 时， $B = B_0$ ； $t > 0$ 时， $B = B_0 e^{-t/\tau}$ 。其中 $B_0 = 0.1 \text{ T}$ ， $\tau = 0.0397 \text{ s}$ 。

1B：与 1A 不同的是，圆筒的长度为 0.2 m ，内半径为 0.05715 m ，外半径为 0.06985 m 。外加磁场的衰减的时间常数 $\tau = 0.0069 \text{ s}$ 。

6.2 正弦磁场中的无限长圆筒 (No. 2 Infinitely Long Cylinder in a Sinusoidal Field)

模型为一个无限长的中空圆筒，放置在均匀的随时间作正弦变化的磁场中，磁场的方向垂直于圆筒的轴线。计算圆筒导体的感应电流及其内外部的磁场分布。

铝合金圆筒的内半径为 0.05715 m ，外半径为 0.06985 m ，电阻率为 $3.94 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$ 。外加匀强磁场随时间作正弦变化， $B = B_0 \cos 2\pi f t$ ， $B_0 = 0.1 \text{ T}$ ， $f = 60 \text{ Hz}$ 。

6.3 双孔槽板 (No. 3 The Bath Plate with Two Holes)

一块矩形导体板中开两个孔，构成日字形的槽板，如图 1.5-16 所示，导体电导率 $\sigma = 0.3278 \times 10^8 \text{ S/m}$ 。其上方放置圆环形电流线圈，矩形截面，内半径为 20 mm ，外半径为 40 mm ，厚度为 20 mm ，线圈底面距框架 15 mm ，激励电流为 $1260 \text{ A} \cdot \text{匝}$ ，频率分别为 50 Hz 和 200 Hz 。线圈有两个位置：①位于框架中心上方；②位于其中一个孔的正上方。要求计算磁场分布和框架导体中的感应涡流。

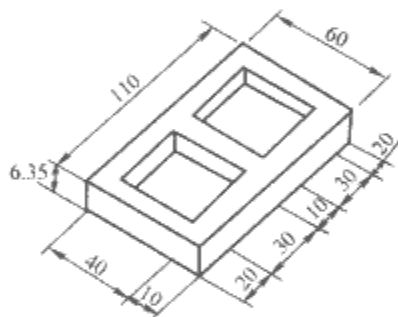


图 1.5-16 槽板模型视图

6.4 FELIX 铝块实验 (No. 4 The FELIX Brick Experiment)

一矩形铝导体板中心开一个矩形孔，板尺寸为 $0.1524 \text{ m} \times 0.1016 \text{ m} \times 0.0508 \text{ m}$ ，孔尺寸为 $0.0889 \text{ m} \times 0.0381 \text{ m} \times 0.0508 \text{ m}$ ，如图 1.5-17 所示。导体电阻率为 $3.94 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$ 。外加磁场方向垂直于板平面，随时间指数衰减， $t < 0$ 时， $B = B_0$ ， $t > 0$ 时， $B = B_0 e^{-t/\tau}$ ，其中 $B_0 = 0.1 \text{ T}$ ， $\tau = 0.0119 \text{ s}$ 。计算导体中的涡流、磁场分布和功率损耗。

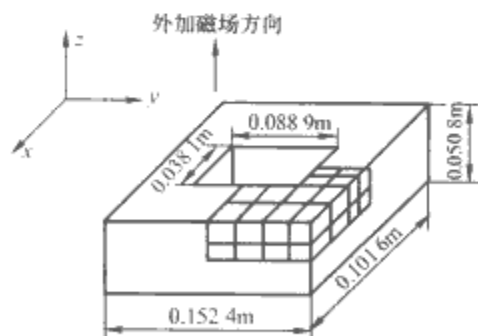


图 1.5-17 FELIX 铝块模型视图

6.5 槽立方 (No. 5 The Bath Cube)

四个相同的铝立方体对称放置在铁盒子中，其上方搁置

一个铁块，图 1.5-18 为其 1/4 模型图。铝块的电导率 $\sigma = 2.703 \times 10^7 \text{ S/m}$ ， $\mu_r = 1$ 。铁块和铁盒的相对磁导率 $\mu_r = 1000$ 。在铁块和铁盒之间施加一个正弦的磁通势 Φ ，频率为 50 Hz 。计算不同位置处磁场的幅值和相位。

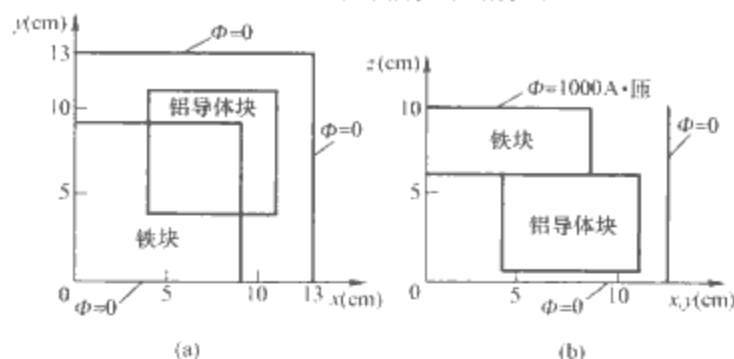


图 1.5-18 槽立方 1/4 模型图
(a) 俯视图；(b) 前视图

6.6 匀强磁场中的球壳 (No. 6 Sphere in Uniform Magnetic Field)

空心导体球壳内半径为 0.05 m ，外半径为 0.055 m ，电导率为 $\sigma = 5 \times 10^8 \text{ S/m}$ ，相对磁导率 $\mu_r = 1$ ，置于幅值为 1 T 、频率为 50 Hz 正弦变化的匀强磁场中。计算球壳感应涡流和外部的磁场分布。

6.7 不对称带孔铝板 (No. 7 Asymmetrical Conductor Model with a Hole)

一个开有方孔的铝板上方放置一个载流线圈，尺寸如图 1.5-19 所示。铝板的电导率为 $3.526 \times 10^7 \text{ S/m}$ 。线圈激励电流幅值为 $2742 \text{ A} \cdot \text{匝}$ ，随时间正弦变化，频率为 200 Hz 。计算铝板中的涡流分布。

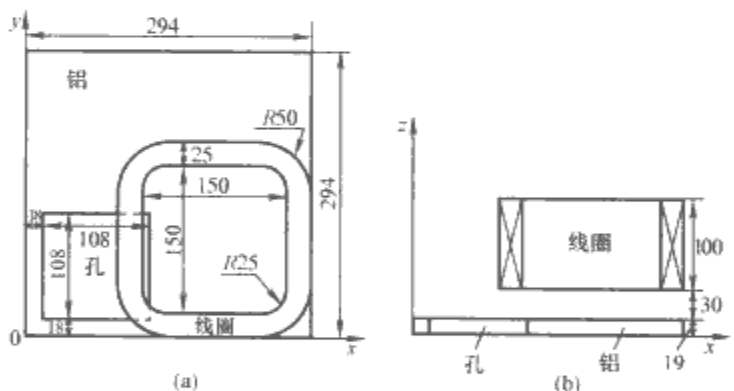


图 1.5-19 带孔铝板模型几何尺寸
(a) 俯视图；(b) 正视图

6.8 裂缝上的线圈 (No. 8 Coil above a Crack)

一块不锈钢表面开有一个矩形槽（模拟裂缝缺陷），检测探头置于其上方。不锈钢块尺寸为 $330 \text{ mm} \times 285 \text{ mm} \times 30 \text{ mm}$ ，矩形槽尺寸为 $40 \text{ mm} \times 10 \text{ mm} \times 0.5 \text{ mm}$ ，位于不锈钢块的中心，如图 1.5-20 所示。不锈钢块的相对磁导率 $\mu_r = 1$ ，电导率 $\sigma = 0.14 \times 10^7 \text{ S/m}$ 。检测探头由一个直径为 44 mm 的螺旋管激励线圈和两个直径为 10 mm 的螺旋管磁场信号接收线圈组成，如图 1.5-21 所示。这两个检测线圈连接在惠斯通电桥的桥臂上，如图 1.5-22 所示，节点 C 处的电压或电流和两个检测线圈中的磁通量的差值成正比。探头底座高度为 5 mm ， 3 mm 厚的介质板置于钢板和探头之间，使得钢管和感应线圈之间的距离为 8 mm 。探头可以相对于缺陷的走向，作纵向和横向移动，如图 1.5-23 所示。

激励信号的频率为 500 Hz ，计算其阻抗图。

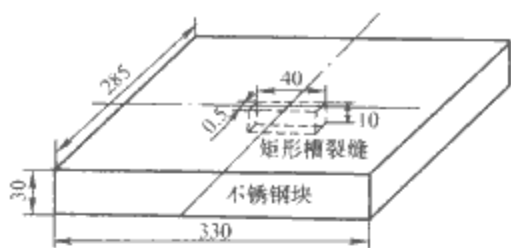


图 1.5-20 钢块和裂缝的参数

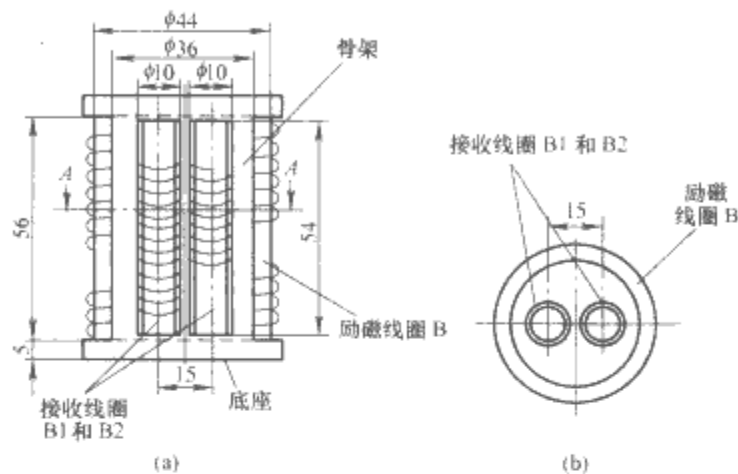


图 1.5-21 激励和检测线圈参数结构
(a) 正视图; (b) 俯视图

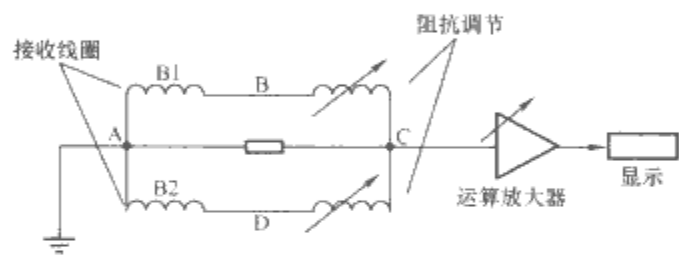


图 1.5-22 测量设备

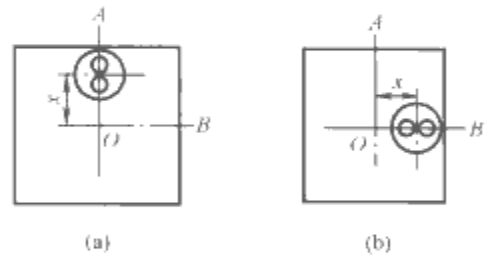


图 1.5-23 检测线圈扫查方式示意图
(a) 垂直于裂缝移动; (b) 平行于裂缝移动

6.9 轴对称结构中的运动涡流效应 (No. 9 Velocity Effects and Low Level Fields in Axisymmetric Geometries)

(1) 一个直径 24mm 载有 1A 直流电流的圆环载流线圈置于直径 28mm 的空腔体中。空腔体材料为非铁磁材料，电导率 $\sigma=5 \times 10^6 \text{ S/m}$ 。观察线距腔体中心轴线 13mm，如图 1.5-24 所示。计算载流线圈在不同运动速度下，参考线上的磁感应强度值。

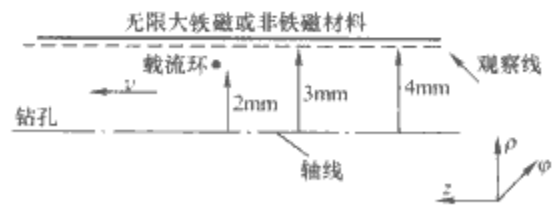


图 1.5-24 运动载流线圈和腔体几何示意图

(2) 内径 28mm、厚度 6mm 的钢材料无限长圆筒，材料相对磁导率 $\mu_r=50$ ，电导率 $\sigma=5 \times 10^6 \text{ S/m}$ 。两个尺寸和

结构相同的线圈，置于圆筒内部，中心相距 112mm，安装在一个可以运动的架子上，可同步移动。线圈厚度 4mm，长度 10mm，如图 1.5-25 所示。线圈 A 作为激励线圈，由 50Hz 电流励磁，电流密度为 $3 \times 10^6 \text{ A/m}^2$ ，匝数为 400 匝。线圈 B 作为检测线圈，计算其感应电压和相位。 L_1 和 L_2 为观测线。

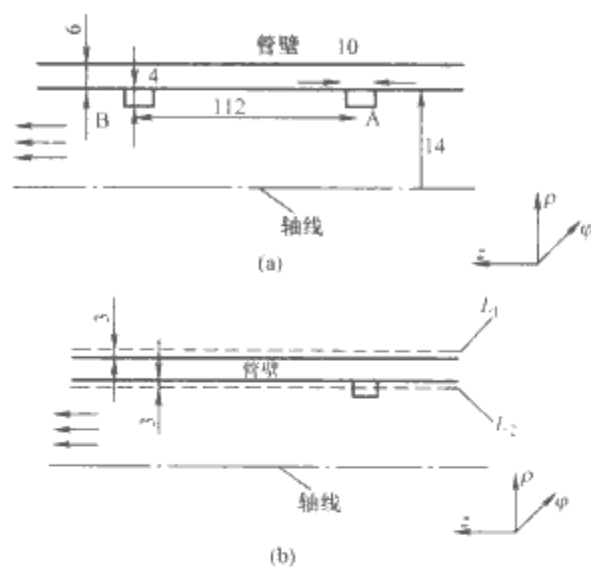


图 1.5-25 结构示意图
(a) 激励线圈、检测线圈和腔体;
(b) 测量路径示意图

6.10 非线性钢板磁路 (No. 13 Nonlinear Steel Channels)

一个励磁线圈置于两个半环形 (C 形) 的钢板之间，另一块钢板插入到线圈的中心，结构尺寸如图 1.5-26 所示。励磁线圈通一个直流电流，电流大小可取为 $1000 \text{ A} \cdot \text{匝}$ 和 $3000 \text{ A} \cdot \text{匝}$ ，将钢板励磁到饱和状态，计算不同位置的磁场分布。

钢板材料的磁化特性数据见表 1.5-1。

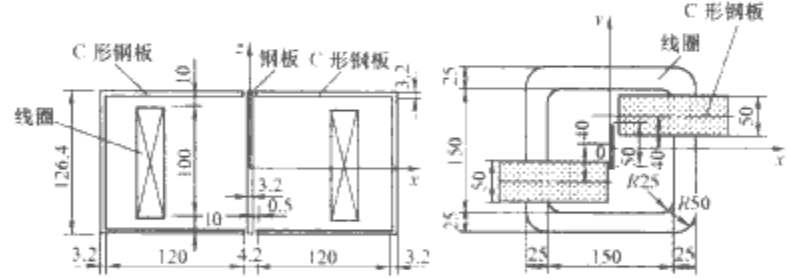


图 1.5-26 非线性钢板磁路模型图

表 1.5-1 钢板材料的磁化特性数据

| 序号 | $H \text{ (A/m)}$ | $B \text{ (T)}$ | 序号 | $H \text{ (A/m)}$ | $B \text{ (T)}$ |
|----|-------------------|-----------------|----|-------------------|-----------------|
| 1 | 0 | 0 | 10 | 265 | 0.7 |
| 2 | 45 | 0.025 | 11 | 280 | 0.8 |
| 3 | 75 | 0.05 | 12 | 300 | 0.9 |
| 4 | 120 | 0.1 | 13 | 330 | 1.0 |
| 5 | 173 | 0.2 | 14 | 365 | 1.1 |
| 6 | 201 | 0.3 | 15 | 415 | 1.2 |
| 7 | 222 | 0.4 | 16 | 500 | 1.3 |
| 8 | 240 | 0.5 | 17 | 640 | 1.4 |
| 9 | 250 | 0.6 | 18 | 890 | 1.5 |

续表

| 序号 | H (A/m) | B (T) | 序号 | H (A/m) | B (T) |
|----|-----------|---------|----|-----------|---------|
| 19 | 1150 | 1.55 | 22 | 4370 | 1.7 |
| 20 | 1940 | 1.6 | 23 | 6347 | 1.75 |
| 21 | 3100 | 1.65 | 24 | 8655 | 1.8 |

6.11 厚板中的矩形槽 (No. 15 Rectangular Slot in a Thick Plate)

(1) 一个空心圆环线圈，沿着矩形槽的长度方向（平行于 x 轴）扫描，矩形槽位于铝合金板上。激励电源的频率和检测线圈的提离值固定，计算线圈的电感和电阻的变化（同没有缺陷的区域相比）。模型结构如图 1.5-27 所示，各部分参数见表 1.5-2。

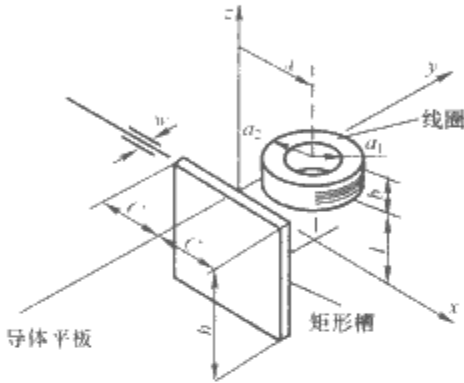


图 1.5-27 厚板中矩形槽 3D 正视图

表 1.5-2 对应 (1) 的各部分参数

| 线圈 | |
|--------------|---|
| 内半径 a_2 | $(6.15 \pm 0.05)\text{mm}$ |
| 外半径 a_1 | $(12.4 \pm 0.05)\text{mm}$ |
| 长度 b | $(6.15 \pm 0.1)\text{mm}$ |
| 匝数 N | 3790 匝 |
| 提离值 l | 0.88mm |
| 导体板 | |
| 电导率 σ | $(3.06 \pm 0.02 \times 10^7)\text{S/m}$ |
| 缺陷 | |
| 长度 $2C$ | $(12.60 \pm 0.02)\text{mm}$ |
| 深度 h | $(5.00 \pm 0.05)\text{mm}$ |
| 宽度 w | $(0.28 \pm 0.01)\text{mm}$ |
| 其他参数 | |
| 电源频率 | 900Hz |
| 900Hz 的集肤深度 | 3.04mm |
| 线圈的电感 | $(221.8 \pm 0.04)\text{mH}$ |

(2)矩形槽缺陷轮廓和尺寸同问题 1，测量线圈采用比较大的线圈，激励电源的频率较高，集肤深度为矩形槽深度的 1/5。其相关的参数配置见表 1.5-3。

表 1.5-3 对应 (2) 的各部分参数

| 线圈 | |
|--------------|---|
| 内半径 a_2 | $(9.34 \pm 0.05)\text{mm}$ |
| 外半径 a_1 | $(18.1 \pm 0.05)\text{mm}$ |
| 长度 b | $(9.0 \pm 0.2)\text{mm}$ |
| 匝数 N | 408 匝 |
| 提离值 l | $(2.03 \pm 0.05)\text{mm}$ |
| 导体板 | |
| 电导率 σ | $(3.06 \pm 0.02 \times 10^7)\text{S/m}$ |
| 缺陷 | |
| 长度 $2C$ | $(12.60 \pm 0.02)\text{mm}$ |
| 深度 h | $(5.00 \pm 0.05)\text{mm}$ |
| 宽度 w | $(0.28 \pm 0.01)\text{mm}$ |
| 其他参数 | |
| 电源频率 | 7000Hz |
| 7000Hz 的集肤深度 | 1.09mm |
| 线圈的电感 | $(3.96 \pm 0.1)\text{mH}$ |

6.12 磁浮环 (No. 17 The Jumping Ring)

磁浮环模型由激励线圈、感应线圈、芯棒和底座构成，如图 1.5-28 所示。已知：

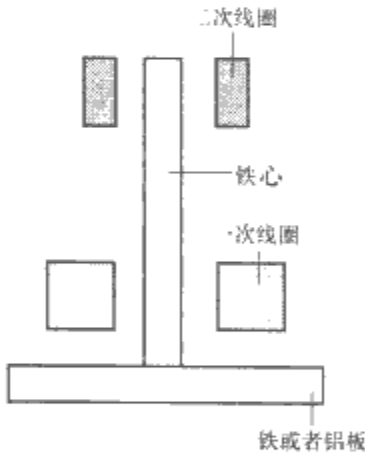


图 1.5-28 磁浮环模型图

- (1) 激励线圈由直径为 1.88mm 的绝缘导线绕制 500 匝，内半径为 40mm，外半径为 77.5mm，高度为 100mm，激励电流频率为 50Hz。
- (2) 感应线圈采用 28SWG 型漆包线绕制 50 匝，厚度为 50mm，轴向高度为 12mm。
- (3) 芯棒直径为 25mm 的导体棒，长度为 50mm。
- (4) 底座为 12mm 厚的铝板，铝板长度和宽度均为 1000mm。

试计算：

- (1) 仅有激励线圈和感应线圈存在时，计算感应线圈中的感应电压随它们之间距离的变化关系。
- (2) 仅有激励线圈、感应线圈和钢管铁心存在时，计算感应线圈中的感应电压随它们之间距离的变化关系。
- (3) 仅有激励线圈、感应线圈和底座存在时，计算感应线圈中的感应电压随它们之间距离的变化关系。
- (4) 全模型时，计算感应线圈中的感应电压随距离的变化关系。

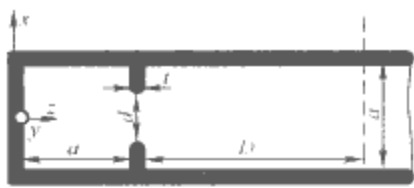


图 1.5-29 方形的空腔同矩形的波导耦合结构图

6.13 谐振腔加载波导系统 (No. 18 Waveguide Loaded Cavity)

一个方形 TE₁₀₁ 谐振腔通过中心对称的感应膜和一个矩形的波导相耦合，波导延伸到 z 方向无穷远处，模型如图 1.5-29 所示，波导内部的介质是空气，入射波是 TE₁₀₁，入射波的方向为 $z=+\infty$ 。感应膜的厚度为 $t=a/32$ 。假设腔壁的厚度远远大于集肤深度，计算下列的三种情况时的谐振频率、 Q 系数和复反射系数：

- (1) 所有的腔壁都是理想的导体 ($\sigma=+\infty$)。
- (2) 所有的腔壁电导率 $\sigma=4.7\times10^7\text{ S/m}$ 。
- (3) 所有的腔壁电导率 $\sigma=5.75\times10^7\text{ S/m}$ 。

6.14 加载谐振腔中的微波场 (No. 19 Microwave Field in a Loaded Cavity)

一个标准的 $86.36\text{mm}\times43.18\text{mm}$ 的波导和一个圆柱谐振腔通过一个矩形膜相衔接。腔壁厚 3mm ，电导率 $\sigma=4.7\times10^7\text{ S/m}$ 。膜的高度为 43.18mm ，宽度可变。腔体可以为空腔，也可以有负载，如图 1.5-30 所示。插入一根垂直的圆柱形介质棒，介质棒的材料可选取树脂玻璃或 PVC，直径为 7mm 或 9mm 。树脂玻璃的相对介电常数 $\epsilon_r=2.7-0.01i$ ，PVC 的相对介电常数 $\epsilon_r=4.0-0.1i$ 。

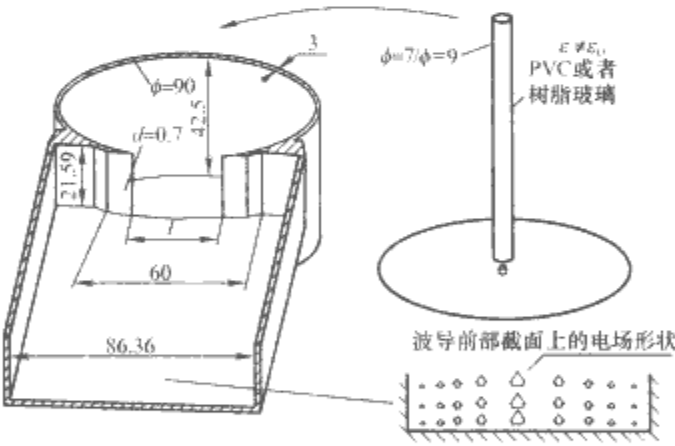


图 1.5-30 介质棒和空腔的模型

假设膜的宽度 $l=15\text{mm}$ ，树脂玻璃圆棒直径 9mm 。频率范围为 $2400\sim2600\text{MHz}$ ，在 TE₁₀ 模激励下，计算腔内的电场峰值与频率的变化曲线，给出谐振点。计算其他膜宽度时的结果，并进行比对。

6.15 三维静态受力问题 (No. 20 3D Static Force Problem)

三维磁场受力模型参数图如图 1.5-31 所示。矩形芯棒和铁轭为钢材料。线圈为 381 匝，由直流电流激励，分别设定为 $1000\text{A}\cdot\text{匝}$ ， $3000\text{A}\cdot\text{匝}$ ， $4500\text{A}\cdot\text{匝}$ 和 $5000\text{A}\cdot\text{匝}$ ，足以把钢材料励磁到饱和状态。钢材料的非线性磁化特性数据见表 1.5-4，计算芯棒的受力。

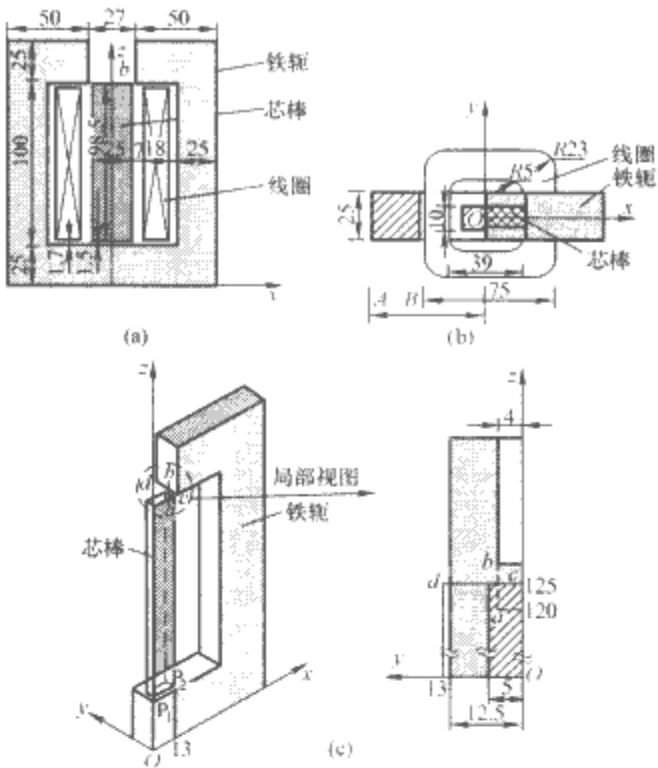


图 1.5-31 三维磁场受力模型参数图
(a) 正视图；(b) 俯视图；(c) 局部放大图

表 1.5-4 钢材料的非线性磁化特性数据

| 序号 | B (T) | H (A/m) | 序号 | B (T) | H (A/m) |
|----|---------|-----------|----|---------|-----------|
| 1 | 0 | 0 | 20 | 1.4 | 1420 |
| 2 | 0.01 | 27 | 21 | 1.45 | 1720 |
| 3 | 0.025 | 58 | 22 | 1.5 | 2130 |
| 4 | 0.05 | 100 | 23 | 1.55 | 2670 |
| 5 | 0.10 | 153 | 24 | 1.6 | 3480 |
| 6 | 0.15 | 185 | 25 | 1.65 | 4500 |
| 7 | 0.2 | 205 | 26 | 1.7 | 5950 |
| 8 | 0.3 | 233 | 27 | 1.75 | 7650 |
| 9 | 0.4 | 255 | 28 | 1.8 | 10 100 |
| 10 | 0.5 | 285 | 29 | 1.85 | 13 000 |
| 11 | 0.6 | 320 | 30 | 1.9 | 15 900 |
| 12 | 0.7 | 355 | 31 | 1.95 | 21 100 |
| 13 | 0.8 | 405 | 32 | 2.0 | 26 300 |
| 14 | 0.9 | 470 | 33 | 2.05 | 32 900 |
| 15 | 1.0 | 555 | 34 | 2.1 | 42 700 |
| 16 | 1.1 | 673 | 35 | 2.15 | 61 700 |
| 17 | 1.2 | 836 | 36 | 2.2 | 84 300 |
| 18 | 1.3 | 1065 | 37 | 2.25 | 110 000 |
| 19 | 1.35 | 1220 | 38 | 2.3 | 135 000 |

6.16 漏磁场损耗模型 (No. 21 3D Stray Field Loss Model)

该问题包括两个子问题 (A 和 B)。模型 B 由两个空心励磁线圈和一块钢板组成，励磁电流以相反方向通入不同的线圈，钢板位于线圈附近；模型 A 中的线圈参数与模型 B 相同，但是在励磁线圈附近放置两块钢板，在其中的一块钢板中心开一个方孔。

漏磁场损耗模型参数图如图 1.5-32 所示。钢片和线圈的尺寸在图 1.5-32 中标注。其他的材料参数如下：钢板的 $B-H$ 曲线如图 1.5-33 所示，电导率 $\sigma=5.875\text{e}6\text{ S/m}$ (20°C)，励磁线圈的匝数为 300 匝，励磁电流为 AC 50Hz，

钢材的磁化特性曲线数据见表 1.5-7。

表 1.5-7 钢材的磁化特性曲线数据

| 序号 | B (T) | H (A/m) | 序号 | B (T) | H (A/m) |
|----|---------|-----------|----|---------|-----------|
| 1 | 0 | 0 | 13 | 1.27 | 1164 |
| 2 | 0.11 | 140 | 14 | 1.32 | 1299 |
| 3 | 0.18 | 178 | 15 | 1.36 | 1462 |
| 4 | 0.28 | 215 | 16 | 1.39 | 1640 |
| 5 | 0.35 | 253 | 17 | 1.42 | 1851 |
| 6 | 0.74 | 391 | 18 | 1.47 | 2262 |
| 7 | 0.82 | 452 | 19 | 1.51 | 2685 |
| 8 | 0.91 | 529 | 20 | 1.54 | 3038 |
| 9 | 0.98 | 596 | 21 | 1.56 | 3395 |
| 10 | 1.02 | 677 | 22 | 1.60 | 4094 |
| 11 | 1.08 | 774 | 23 | 1.64 | 4756 |
| 12 | 1.15 | 902 | 24 | 1.72 | 7079 |

要求用优化方法获得最优的电磁冲压模具的主体形状和模具尺寸，使在磁粉部件中产生放射状磁场。

(1) 小电流情况下，两个线圈的电流为 DC 4253A·匝。磁通密度的 x 和 y 分量沿着空腔内路径 $e-f$ [见图 1.5-44 (b)] 的目标值为

$$B_x = 0.35 \cos \theta \quad (\text{T})$$
$$B_y = 0.35 \sin \theta \quad (\text{T})$$

式中： θ 为测量点相对于 x 轴的角度。

(2) 大电流情况，两个线圈的电流为 DC 17500A·匝，磁通密度的 x 和 y 分量沿 $e-f$ 的目标值为

$$B_x = 1.5 \cos \theta \quad (\text{T})$$
$$B_y = 1.5 \sin \theta \quad (\text{T})$$

本问题的目标函数 W 为

$$W = \sum_{i=1}^n [(B_{xip} - B_{xu})^2 + (B_{yip} - B_{yo})^2]$$

式中： n 为指定点的数量；下标 p 和 o 分别表示计算值和给定的目标值。

R_1, L_2, L_3, L_4 变量的约束如下：

$$\text{mm}5 < R_1 < 9.4\text{mm}$$
$$\text{mm}12.6 < L_2 < 18\text{mm}$$
$$\text{mm}14 < L_3 < 45\text{mm}$$
$$\text{mm}4 < L_4 < 19\text{mm}$$

6.21 涡流无损检测和深度缺陷 (No. 27 Eddy Current NDT and Deep Flaws)

本问题描述了采用涡流无损检测技术检测导体内部的深层缺陷。模型包括一个静止的线圈，一个带有螺纹孔的铝板。问题的目标是优化的线圈尺寸和激励电流，尽可能获得最强的缺陷信号。

检测元件由两个霍尔效应传感器组成，这两个霍尔元件相对于螺纹孔的轴线对称，测量磁通密度的水平径向分量。一个霍尔元件位于没有螺纹孔区域的上方，另一个霍尔元件位于螺纹孔区域的上方。要求计算两个霍尔效应传感器之间的差值，也就是磁通密度的水平分量差值。涡流无损检测模型的 3D 视图如图 1.5-45 所示。激励线圈、霍尔效应传感器和含有螺纹缺陷的铝圆柱体的结构图如图 1.5-46 所示。

铝圆柱体的参数见表 1.5-8。

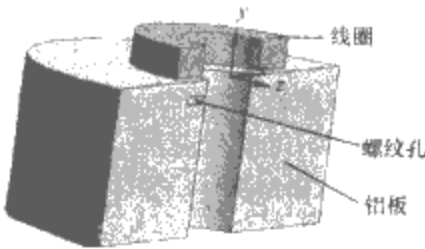


图 1.5-45 涡流无损检测模型的 3D 视图

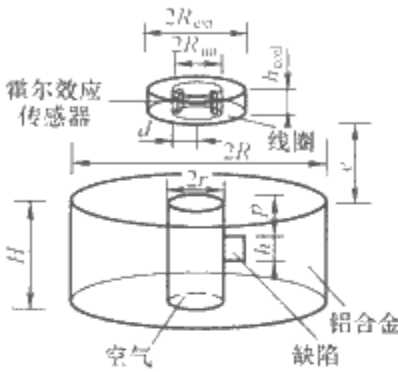


图 1.5-46 激励线圈、霍尔效应传感器和含有螺纹缺陷的铝圆柱体的结构图

表 1.5-8 铝圆柱体的参数

| $2R$ | $2r$ | H | 铝合金电导率 |
|------|------|------|--------------------------------|
| 50mm | 10mm | 20mm | $22.7 \times 10^6 \text{ S/m}$ |

涡流检测探头的参数：线圈的尺寸和霍尔效应探头的参数见表 1.5-9。线圈可以采用正弦电流激励，也可以采用脉冲电流激励，如果激励源为正弦电流，最大的有效值为 500mA。如果激励采用脉冲电流，则峰值为 1.5A，如图 1.5-47 所示。探头输出电压的校准值为

$$V = 27.74 \times (23.61B_1 - 0.0012) - (23.606B_2 - 0.001)$$

式中： V 为探头输出的电压差值； B_1 和 B_2 分别为两个霍尔元件测量的水平轴向磁通密度。

表 1.5-9 线圈的尺寸和霍尔效应探头的参数

| $2R_{\text{ext}}$ | $2r_{\text{int}}$ | H_{coil} | d | e | 导线直径 | 线圈匝数 |
|-------------------|-------------------|-------------------|-----|-----|------|------|
| 24.7 | 13.0 | 3.95 | 5 | 0.5 | 0.2 | 445 |

标准缺陷参数：为了识别缺陷，采用三种标准的缺陷，它们具有相同的深度、相同的体积、不同的尺寸。标准缺陷的参数见表 1.5-10，每个缺陷的宽度为 0.3mm。

表 1.5-10 标准缺陷的参数

| 名称 | P | h | l | w |
|------|-----|-----|-----|-----|
| 缺陷 1 | 2 | 1 | 4 | 0.3 |
| 缺陷 2 | 2 | 2 | 2 | 0.3 |
| 缺陷 3 | 2 | 4 | 1 | 0.3 |

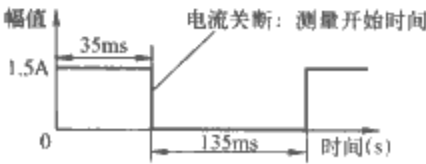


图 1.5-47 脉冲激励信号波形

6.22 电磁悬浮板 (No. 28 Levitating Plate)

该问题描述电磁悬浮装置的动态特性, 由 2 个激励线圈和圆盘铝板构成。电磁悬浮模型如图 1.5-48 所示。

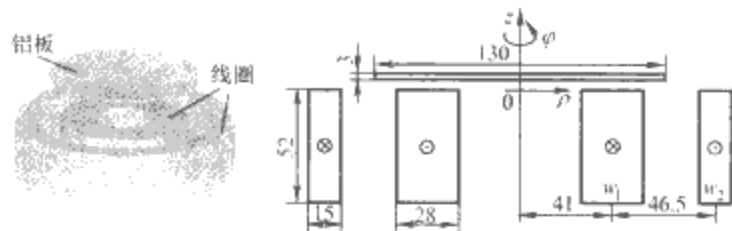


图 1.5-48 电磁悬浮模型

电磁悬浮模型中各部分的材料参数见表 1.5-11。

表 1.5-11 电磁悬浮模型中各部分的材料参数

| 材料号 | 名称 | 相对磁导率 | 电导率 σ (S/m) |
|-----|-----|-------|--------------------|
| 1 | 内线圈 | 1 | 0.0 |
| 2 | 外线圈 | 1 | 0.0 |
| 3 | 铝板 | 1 | 3.4×10^7 |
| 4 | 空气 | 1 | 0.0 |

铝板的质量为 0.107 kg, 内层线圈的匝数 $N_1=960$ 匝, 截面积 $S_1=1.456 \times 10^{-3} \text{ m}^2$, 外层线圈的匝数 $N_2=576$ 匝, 截面积 $S_2=7.8 \times 10^{-4} \text{ m}^2$ 。所有部分同轴放置。定义悬浮高度 z 为载流线圈上表面与铝板下表面之间的垂直距离。当 $t \leq 0$ 时, $z=3.8 \text{ mm}$ 。当 $t \geq 0$ 时, 线圈电流为 $i(t)=I \sin(2\pi f_0 t)$, 式中 $I=20 \text{ A}$, $f_0=50 \text{ Hz}$ 。

6.23 人体空腔谐振器 (No. 29 Whole Body Cavity Resonator)

该问题是一个能够容纳整个人体的空腔谐振器, 谐振器的功能是用来对人体局部进行加温, 达到治疗癌症的目的。在谐振器内部, 放置一个有损介质的人体模型, 然后提供无线电频率的高频电磁场, 对人体模型进行加热。在加热的过程中, 要求保持在谐振状态。

模型由励磁线圈和感应线圈组成, 感应线圈、可变电容、励磁线圈如图 1.5-49~图 1.5-52 所示。电磁能量通过励磁线圈提供, 空腔内的磁场分布由感应线圈测量。感应线圈的直径为 60mm。空腔的直径为 1900mm, 高度为 1450mm, 足够容纳一个成年人的身体。考虑两种类型的模型:

- (1) 在空腔谐振器内放置有损介质人体模型。
- (2) 在空腔谐振器内不放置人体模型。

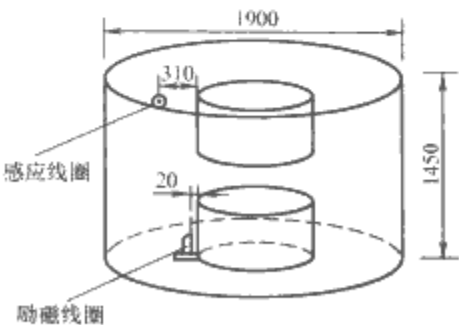


图 1.5-49 重入腔、励磁线圈和感应线圈结构

图 1.5-53 显示了介质材料人体模型的电气参数, 参数

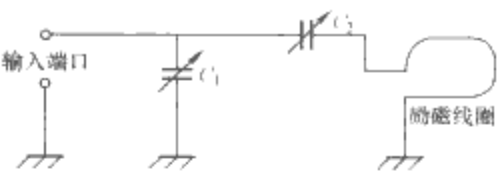


图 1.5-50 励磁线圈和可变电容回路

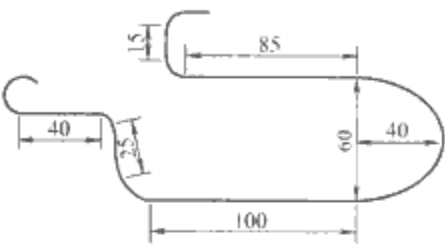


图 1.5-51 励磁线圈的形状

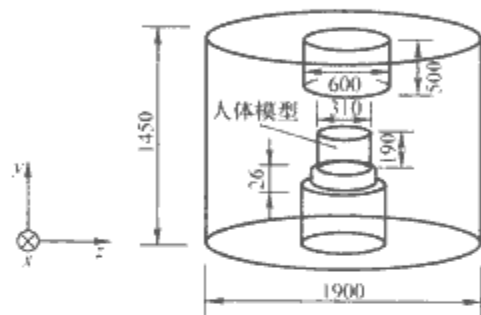


图 1.5-52 人体空腔谐振器的模型参数

的变化同温度有关。计算时考虑如下两种情况:

- (1) 当温度为 10°C 时, $\epsilon_r=80$, $\sigma=0.52 \text{ S/m}$ 。
- (2) 当温度为 30°C 时, $\epsilon_r=74$, $\sigma=0.78 \text{ S/m}$ 。

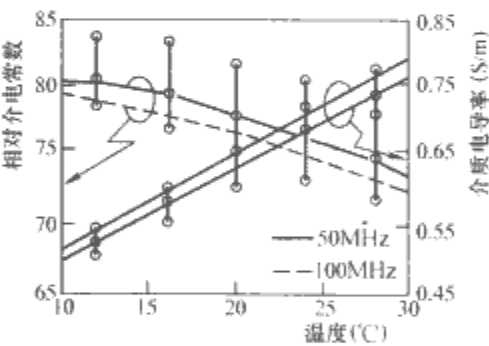


图 1.5-53 介质材料介电常数的温度特性

6.24 感应电动机分析 (No. 30 Induction Motor Analyses)

三相感应电动机模型如图 1.5-54 所示。每个定子绕组相距 45° 排列, $r_1=2 \text{ cm}$, $r_2=3 \text{ cm}$, $r_3=3.2 \text{ cm}$, $r_4=5.2 \text{ cm}$, $r_5=5.7 \text{ cm}$ 。三相绕组励磁为 60Hz, 电流密度为 310 A/cm^2 。计算转子速度从 $0 \sim 1200 \text{ rad/s}$ 时的气隙磁场、转矩、功率损耗、定子端电压。定子和转子铁心材料的相对磁导率 $\mu_r=30$ 。定子铁心由薄片叠成, 电导率 $\sigma=0$; 转子铁心电导率 $\sigma=1.6 \times 10^6 \text{ S/m}$, 转子铝电导率 $\sigma=3.72 \times 10^7 \text{ S/m}$ 。

单相感应电动机模型如图 1.5-55 所示。绕组励磁采用 A 相, 频率为 60Hz, 电流密度为 310 A/cm^2 , 电流大小为 2045.175A, 计算转子速度从 $0 \sim 358 \text{ rad/s}$ 变化时的转矩—速度曲线。结构参数中的 $r_1 \sim r_5$ 的取值和三相电动机参数相同。

6.25 磁滞回线测试模型 (No. 32 A Test-Case for Validation of Magnetic Field Analysis with Vector Hysteresis)

三柱铁心如图 1.5-56 所示。铁心由五片 0.48mm 厚的

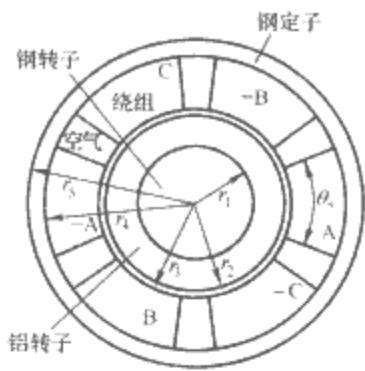


图 1.5-54 三相感应电动机模型

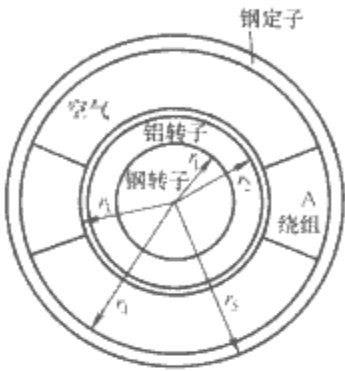


图 1.5-55 单相感应电动机模型

叠片构成，电导率 $\sigma=1.78\times10^6\text{S/m}$ ，密度 $\delta=7650\text{kg/m}^3$ 。外侧两个柱上各绕 90 匝的绕组，绕组直流电阻 0.32Ω 。探测线圈 (C1~C9) 匝数为 5 匝，布置在铁心的不同位置以测量局部磁通密度。

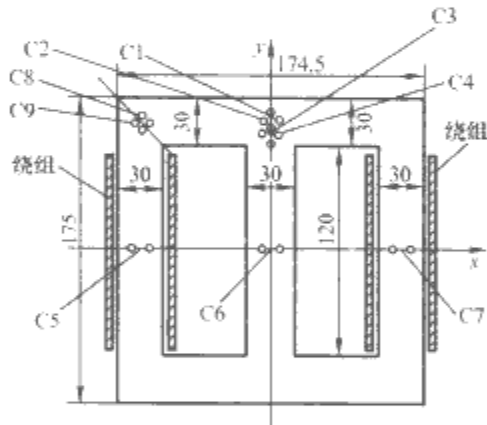


图 1.5-56 磁滞回线测试模型

测试计算下列四种工况下，铁心柱中的磁通密度，绕组中的电流、磁滞回线。

- (1) 两个绕组串联在一起，与一个 $R_s=11.1\Omega$ 的电阻串联，由正弦电压源（峰值电压 13.5V）供电。
- (2) 与前述电路相同，电源电压由一次谐波分量（峰值 11.8V）和五次谐波分量（峰值 11.8V）构成，两个分量具有相同的相角。
- (3) 每个绕组与一个 11.1Ω 的电阻串联，其中一个绕组的电源为正弦电压（峰值 14.5V），另一个绕组电源是余弦电压（峰值 14.5V）。
- (4) 将左边的绕组作为一次侧，与 11.1Ω 的电阻串联，由正弦电压（峰值 10.9V）供电，右边的绕组作为二次侧，接一个 0.05Ω 的负载电阻。

6.26 转子各向异性的球形感应电动机 (No. 34 Spherical Induction Motor with Anisotropic Rotor)

球形感应电动机视图如图 1.5-57 所示。转子材料具有各向异性的铁磁特性。定子电流沿经线方向，如图 1.5-58 所示。定子电流产生磁通势 $\theta_s(t, \varphi, \theta)$

$$\theta_s(t, \varphi, \theta) = \sin(\theta) \sum_h [\theta_{sh} \exp(i\omega_h t \mp i p h \varphi + \text{const}_h)]$$

式中： θ_{sh} 为第 h 次谐波的幅值； ω_h 为角速度； p 为极对数。转子由铁心和导电层组成，如图 1.5-59 所示。导体层为磁各向异性。

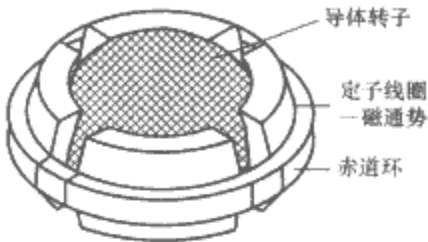


图 1.5-57 球形感应电动机视图

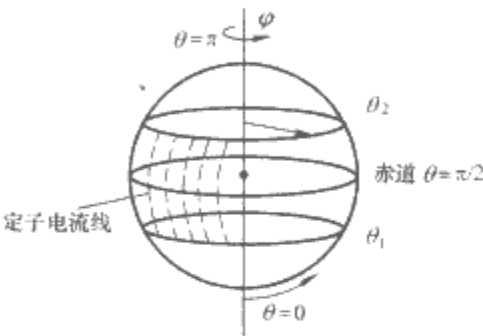


图 1.5-58 定子电流线

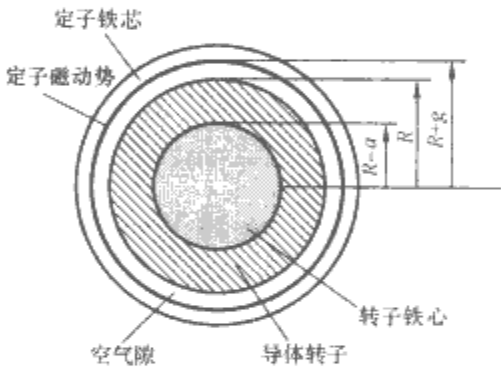


图 1.5-59 球形感应电动机的尺度

球形感应电动机转子参数见表 1.5-12。计算转矩—转差率曲线和导电层的功率损耗—转差率曲线。

表 1.5-12 球形感应电动机转子参数

| 参数名称 | 参数值 |
|---|--------------------------------------|
| 极对数 p | 1 |
| 定子磁动势谐波 ($h=1$) | 350A |
| 定子磁动势谐波 ($h=5$) | 70A |
| 定子磁动势谐波 ($h=7$) | 50A |
| 转子半径 R | 0.05m |
| 导体转子宽度 a | 0.005 |
| 径向磁阻 $R_{m,rr}=R_{m,r}$ | $R_{m,r}/10, R_{m,g}/15, R_{m,g}/20$ |
| 切向磁阻 $R_{m,\varphi\varphi}=R_{m,\varphi}$ | $R_{m,g}/20, R_{m,g}/15, R_{m,g}/10$ |
| 导体转子的电导率 σ | $7\times10^6\text{S/m}$ |
| 空气隙宽度 g | 0.001m |
| 空气间隙磁阻 | $R_{m,g}$ |
| 定子磁通势纵向宽度的角度间隔 $\theta_1+\theta_2$ | $\pi/4+3\pi/4$ |

参 考 文 献

- [1] 马信山, 张济世, 王平. 电磁场基础. 北京: 清华大学出版社, 1995.
- [2] 机械工程手册、电机工程手册编辑委员会. 电机工程手册: 第一卷基础理论. 北京: 机械工业出版社, 1982.
- [3] 刘鹏程. 工程电磁场简明手册. 北京: 高等教育出版社, 1991.
- [4] 《中国电力百科全书》编辑委员会. 中国电力百科全书: 电工技术基础卷. 北京: 中国电力出版社, 1995.
- [5] 王泽忠, 全玉生, 卢斌先. 工程电磁场. 北京: 清华大学出版社, 2004.
- [6] Maxwell J C. 电磁通论: 上册、下册. 戈革, 译. 武汉: 武汉出版社, 1992.
- [7] 冯慈璋. 电磁场. 2 版. 北京: 高等教育出版社, 1983.
- [8] Hayt William H, Buck John A. Engineering Electromagnetics. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [9] Kraus John D, Fleisch Daniel A. Electromagnetics with Applications. 北京: 清华大学出版社, 2001.
- [10] 孙敏, 孙亲锡, 叶齐政. 工程电磁场基础. 北京: 科学出版社, 2001.
- [11] 倪光正. 工程电磁场原理. 北京: 高等教育出版社, 2002.
- [12] 谢树艺. 矢量分析与场论. 2 版. 高等教育出版社, 1985.
- [13] 谢处方, 饶克谨. 电磁场与电磁波. 北京: 高等教育出版社, 1979.
- [14] 徐绳均. 电磁场与电磁波. 北京: 水利电力出版社, 1990.
- [15] 卢荣章. 电磁场与电磁波基础. 北京: 高等教育出版社, 1985.
- [16] 陈熙谋, 陈秉乾. 电磁学定律和电磁场理论的建立与发展. 北京: 高等教育出版社, 1992.
- [17] 王先冲. 电工科技简史. 北京: 高等教育出版社, 1995.
- [18] 王先冲. 电磁场理论及应用. 北京: 科学出版社, 1986.
- [19] 倪光正, 钱秀英. 电磁场数值计算. 北京: 高等教育出版社, 1996.
- [20] 冯慈璋, 马西奎. 工程电磁场导论. 北京: 高等教育出版社, 2000.
- [21] 周克定. 工程电磁场数值计算的理论方法及应用. 北京: 高等教育出版社, 1994.
- [22] 金建铭, 王建国, 葛德彪. 电磁场有限元方法. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1998.
- [23] 汤蕴璆. 电机内的电磁场. 北京: 科学出版社, 1998.
- [24] 颜威利, 杨庆新, 汪友华. 电气工程电磁场数值分析. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [25] 倪光正, 杨仕友, 钱秀英, 等. 工程电磁场数值计算. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [26] 周克定, 张肃文, 董天临, 等. 电磁场与电磁波. 北京: 机械工业出版社, 2000.

第2篇 电路与电网络分析基础

主编单位：清华大学

重庆大学

主 编：于歆杰 李 新 陆文娟

编写人员：于歆杰(清华大学)

刘秀成(清华大学)

李志康(清华大学)

王树民(清华大学)

陆文娟(清华大学)

朱桂萍(清华大学)

徐福媛(清华大学)

汪芙平(清华大学)

谢品芳(重庆大学)

李 新(重庆大学)

付志红(重庆大学)

第 1 章 绪 论

1 电路

电路是由若干电气元件相互连接构成的电流的通路。人们构成电路的主要目的是处理电能与电信号。这里所指的处理包括产生、传输、变换和存储等含义。电路也称为电网网络。

电路理论的研究内容可以包括两个方面，即电路分析与电路综合，他们分别属于电路理论研究的正问题和逆问题。所谓正问题是指已知电路的结构和参数求电路的解。大多数电路正问题有唯一解。所谓逆问题，是指给定电路要达到的某种技术指标，要求确定电路的结构和参数。大多数电路逆问题求得的电路结构和参数不唯一。对正问题的研究被称为电路分析，对逆问题的研究被称为电路综合。电路综合必须以电路分析为基础。从若干满足性能要求的备选方案中根据技术指标、经济性和可靠性等方面的要求选定最终电路结构和参数的过程称为电路设计。

2 电流和电压

2.1 电流

载流子（电子或空穴等）的定向移动形成电流。电流是单位时间内通过电路中某一横截面的电荷量。设在 dt 时间内通过导线横截面的电量为 dq ，则通过该截面的电流 i 为

$$i = \frac{dq}{dt}$$

电流的单位名称是安培（简称为安），单位符号是 A。国际单位制中电流的单位名称也可以表示为库/秒。因此有 $1A=1C/s$ 。常见的电流单位名称还有毫安（mA）和千安（kA）等。

在电路分析中，习惯于用大写英文字母表示恒定不变的量，用小写英文字母表示随时间变化的量。

为了方便求解电流，在电路分析中往往需要假设一个参考方向，再根据电路分析的定律和元件本身的性质列写方程求解出电流的代数量来。如果这个代数量是正值，则实际电流方向与参考方向相同，如果这个代数量是负值，则实际电流方向与参考方向相反。参考方向有时也称为正方向。

因此，在分析一个电路时，首先要做的事情就是在待求解的元件上标明电流的参考方向，如图 2.1-1 所示。

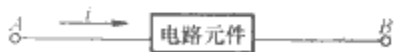


图 2.1-1 电路元件上标注的
电流参考方向

电流的方向还可以用下标的形式来表示。如 i_{AB} 则表示从点 A 流向点 B 的电流。因此对于流经同一元件的电流有 $i_{AB} = -i_{BA}$ 。

2.2 电压

2.2.1 电压

电荷在电场中从 A 点移动到 B 点时，电场力对其做功。

设电场力将电量为 dq 的正电荷从 A 点移动到 B 点所做的功为 dW_{AB} ，则电压 u_{AB} 为

$$u_{AB} = \frac{dW_{AB}}{dq}$$

易知

$$u_{AB} = -u_{BA}$$

电压也称为电位差或电位降。如果选择电场中 P 点为参考点，令该点电位为零，则 A 点的电位 φ_A 定义为 A 点到 P 点的电压，即

$$\varphi_A = u_{AP}$$

电路中 A、B 两点间电压与 A、B 两点的电位的

$$u_{AB} = \varphi_A - \varphi_B$$

电压和电位的单位名称是伏特（简称为伏），单位符号是 V。国际单位制中电压的单位名称也可以表示为焦/库。因此有 $1V=1J/C$ 。常见的电压单位名称还有微伏（ μV ）、毫伏（mV）、千伏（kV）和兆伏（MV）等。

在求解电路之前一般需要先任意指定一个电压的参考方向（正方向），如图 2.1-2 所示。然后根据电路分析方法列写方程求解电路。如果求得的电压数值为正，则电压的方向与参考方向相同，反之亦然。

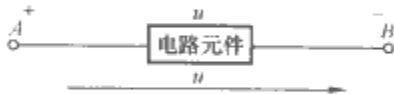


图 2.1-2 电路元件上标注的
电压参考方向

表示电压方向既可用“+”、“-”极性表示，也可用箭头指向表示。此外，还可以用下标来表示电压，如 u_{AB} 则表示 A 点到 B 点的电压降。

2.2.2 电动势

电动势是指电源内部的非静电力对正电荷做功使其从负极移动到正极时形成的电位差，在电源内有

$$\epsilon = \int_B^A E_{ne} \cdot dl$$

其中 ϵ 称为电池的电动势；B 表示电池的负极；A 表示电池的正极。通俗地讲，电源两端的电动势指的是电源负极到正极电位的升高。

根据电压和电动势的定义可知

$$\epsilon_{BA} = u_{AB}$$

电动势的单位名称与电压相同，亦为伏特（V）。与电压类似，电动势在电路图上的表示方法如图 2.1-3 所示。

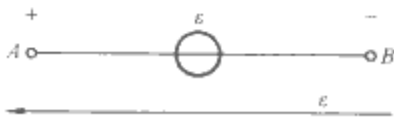


图 2.1-3 电压源上标注的电动势

需要指出，电动势都是针对电压源而言的。如果用图

2.1-3 中正负号的方式来表示电动势,其含义是指负极到正极的电位升为 ϵ ;如果用图 2.1-3 中箭头的方式来表示电动势,其含义是指沿箭头方向的电位升为 ϵ 。

2.3 电流和电压的特征量

关于电流和电压的特征量有很多种,本节讨论平均值、绝对平均值和有效值的概念。

以一定时间间隔为周期不断重复的信号被称为周期信号,其中最小的时间间隔称为周期 T 。一个电信号 $x(t)$ (可能是电流 i ,也可能是电压 u)的平均值定义为

$$\bar{x} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt$$

图 2.1-4 所示周期方波电流信号的平均值为

$$\bar{i} = \frac{1}{T} \int_0^T A dt = \frac{A\tau}{T} = kA$$

其中 $k=\tau/T$ 定义为周期方波信号的占空比。



图 2.1-4 周期方波电流信号

可知正弦信号的平均值为零。

电信号 $x(t)$ 的绝对平均值(或称绝对均值)的定义为

$$|\bar{x}| = \frac{1}{T} \int_0^T |x(t)| dt$$

正弦电流信号 $i = I_m \sin \omega t$ 的绝对平均值为

$$|\bar{i}| = 0.637 I_m$$

电路信号 $x(t)$ 的有效值或方均根值定义为

$$X = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2 dt}$$

正弦电流 $i(t) = I_m \sin \omega t$ 的有效值为

$$I = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$$

因此正弦电流信号经常用 $i(t) = \sqrt{2} I \sin \omega t$ 来表示。

3 功率

3.1 端口的概念及参考方向之间的关系

如果从电路的两个端钮看进去(如图 2.1-5 所示)有下面的特性,则这两个端钮被称为一个端口。该特性为

$$i = -i'$$



图 2.1-5 端口的概念

显然,任何一个两端电路元件都可以看作是一个端口。与外部电路只有一个端口相连的网络被称作一端口网络或者二端网络。

与外部电路有两个端口相连的网络被称为二端口网络。二端口网络(简称为二端口)一般用图 2.1-6 来表示。

对于二端元件来说,电压和电流参考方向存在着两种情况,分别称之为关联参考方向和非关联参考方向。所谓关联参考方向,指的是电流参考方向从电压参考方向正端流入的



图 2.1-6 二端口

情况。而非关联参考方向则表示的是电流参考方向从电压参考方向负端流入情况。在图 2.1-7 (a) 中,电流和电压的参考方向是关联的,而在图 2.1-7 (b) 中,电流和电压的参考方向是非关联的。

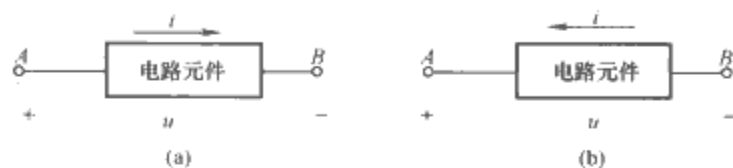


图 2.1-7 二端元件上电流和电压的参考方向

(a) 关联参考方向; (b) 非关联参考方向

3.2 瞬时功率与平均功率

图 2.1-7 (a) 中,任意时刻一端口元件吸收的瞬时功率为其单位时间内吸收的电能

$$p(t) = \frac{dw}{dt} = \frac{dw}{dq} \cdot \frac{dq}{dt} = u(t)i(t)$$

上式表示的是在电压、电流参考方向为关联时一端口电路吸收的功率的表达式。此时一端口电路发出的功率为

$$p(t) = -u(t)i(t)$$

在电压、电流为非关联参考方向时,一端口电路元件吸收的瞬时功率定义为

$$p(t) = -u(t)i(t)$$

发出的功率为

$$p(t) = u(t)i(t)$$

功率的单位名称是瓦,单位符号是 W。国际单位制中功率的单位名称也可表示为伏安(VA)。常见的功率单位名称还有毫瓦(mW)、千瓦(kW)、兆瓦(MW)和千兆瓦(又称吉瓦, GW)等。

平均功率定义为

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt$$

瞬时功率仅表示某一时刻元件吸收和发出功率的情况,而平均功率则表示在信号周期之内元件吸收和发出功率的总体情况。如果平均吸收功率大于零,则意味着元件吸收电功率并将其转换为其他形式的能量(如热能、光能等),反之亦然。由于电气工程中经常使用平均功率这一概念,因此在不引起误解情况下,往往将其简称为功率。

4 电路元件的分类

4.1 无记忆与记忆

将电阻的电压、电流关系;电感和电容积分形式的电压、电流关系写为式(2.1-1)、式(2.1-2)和式(2.1-3)

$$i(t) = \frac{u(t)}{R} \quad (2.1-1)$$

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{1}{L} \int_{t_0}^t u_L d\tau \quad (2.1-2)$$

$$u_C(t) = u_C(t_0) + \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i_C d\tau \quad (2.1-3)$$

式(2.1-1)表明, t 时刻流经电阻的电流只与该时刻电阻两端的电压有关。这种元件被称为无记忆元件。式

(2.1-2)表明, t 时刻流经电感的电流与 t_0 时刻的电感电流有关, 即电感能够“记住” t_0 时刻的电流。类似的, 电容能够“记住” t_0 时刻的电压。这种元件被称为记忆元件。

4.2 线性与非线性

二端元件两个接线端之间的电压和流经该元件的电流必然满足某种函数关系, 即 $u=f(i)$ 或 $i=g(u)$ 。该函数可能是代数关系, 也可能是微分关系或积分关系。如果该函数满足式(2.1-4)或式(2.1-5), 则称该元件为线性元件, 否则称其为非线性元件

$$au_1 + bu_2 = f(ai_1 + bi_2) \quad (2.1-4)$$

式中: i_1 和 i_2 分别是 i 的两个不同取值, $u_1 = f(i_1)$, $u_2 = f(i_2)$, a 和 b 是任意常数

$$ai_1 + bi_2 = g(au_1 + bu_2) \quad (2.1-5)$$

式中: u_1 和 u_2 分别是 u 的两个不同取值, $i_1 = g(u_1)$, $i_2 = g(u_2)$, a 和 b 是任意常数。

4.3 时变与非时变

存在着这样一类电路元件, 其参数(即接线端上的电压、电流关系)随着时间的变化而变化, 这种元件被称为时变元件。参数不随着时间的变化而变化的元件称为非时变元件或时不变元件。

4.4 有源与无源

对于二端元件来说, 设其 $u(-\infty)=0$, $i(-\infty)=0$, 如

果对于任意的 t 来说都有

$$\int_{-\infty}^t u(t)i(t)dt \geq 0$$

即该元件在任何时刻获得的总能量非负, 则称该二端元件为无源元件, 否则称其为有源元件。

4.5 集总参数与分布参数

如果电路元件的尺寸与其上传输的电磁波的波长相差很远, 则可以用一个电路模型对其进行建模, 这种模型称为集总参数模型或集中参数模型。反之则需要将这些元件划分成无数个彼此相互连接的小电路单元, 使得这些电路单元上电磁波的波长远大于单元的尺寸, 从而不必考虑传输延迟的问题。于是在这些电路单元中可以用电路元件模型建模。也就是说, 用无穷多个电路元件模型相互连接起来可以实现对这种情况下电路的建模。这种方法被称为分布参数法, 形成的电路模型称为分布参数模型。一个元件的分布参数模型既要考虑接线端上的电压和电流, 还要考虑元件的几何尺寸、材料、形状等其他因素。我国电力系统采用 50Hz 正弦交流电源, 其波长 $\lambda=6000\text{km}$, 几百千米的输电线就需要用分布参数建模。

元件在不同条件下, 建立的电路模型是不同的。需要指出的是, 一个电路元件可分属几种元件的分类。

第2章 简单线性电阻电路分析

1 电阻元件、电感元件和电容元件

二端电阻元件、电感元件和电容元件是最基本的理想电路元件。

1.1 电阻元件

电阻元件用来表示消耗电能的作用，实际上电阻是将电能转换成热能。

凡是端电压与流过其中的电流为代数关系的元件都称为电阻元件。端电压与其中的电流成正比的电阻元件称为线性电阻，其电路符号如图 2.2-1 所示。

若电阻的电压和电流取图 2.2-1 所示的关联参考方向，则其电压、电流关系就是欧姆定律，即

$$u_R = Ri_R \quad \text{或} \quad i_R = Gu_R$$

式中： R 是电阻； G 是电导，且 $G = \frac{1}{R}$ 。

在国际单位制中，电阻的单位是欧[姆]，符号是 Ω ；电导的单位是西[门子]，符号是 S 。

如果电阻的端电压和其中的电流取非关联的参考方向，则电压和电流的关系为

$$u_R = -Ri_R \quad \text{或} \quad i_R = -Gu_R$$

1.2 电感元件

电感元件用来表示载流回路中电流产生磁场的作用，它可以储存磁场能量。

凡是磁链与其电流关系为代数关系的元件都称为电感元件。磁链与电流成正比的电感元件为线性电感，其电路符号如图 2.2-2 所示。

线性非时变电感元件的磁链与电流的关系为

$$\psi = Li_L$$

式中： L 为常数，称为电感或自感。在国际单位制中，电感的单位名称是亨[利]，符号是 H 。

在电路分析中，常用电压、电流关系来描述电感元件的特性。根据电磁感应定律，在电压、电流取图 2.2-2 所示的关联参考方向时，有

$$u_L(t) = \frac{d\psi(t)}{dt} = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

上式为电感的微分形式的电压电流特性方程。当取电感两端电压与流过其中的电流的参考方向相反时，则电压与电流的关系应是

$$u_L(t) = -L \frac{di_L(t)}{dt}$$

积分形式表示的电感的电压与电流的关系为

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{1}{L} \int_{t_0}^t u_L(\tau) d\tau$$

电感储存的磁场能量为[若 $i_L(t) |_{t=-\infty} = 0$]

$$W_m(t) = \frac{1}{2} Li_L^2(t)$$

1.3 电容元件

电容元件用来表示带电导体上电荷产生电场的作用，它可以储存电场能量。



图 2.2-3 线性电容的电路符号

凡是电荷与端电压为代数关系的元件都称为电容元件。电荷与电压成正比的电容元件为线性电容，其电路符号如图 2.2-3 所示。

线性非时变电容元件的电荷与电压的关系为

$$q = Cu_C$$

式中： C 为常数电容。在国际单位制中，电容的单位名称是法[拉]，符号是 F 。在实际中，常用微法(μF)、皮法(pF)作为电容的单位。

在电路分析中，常用电压、电流关系来描述电容元件的特性。在电压、电流取图 2.2-3 所示的关联参考方向时，有

$$i_C(t) = \frac{dq(t)}{dt} = C \frac{du_C(t)}{dt}$$

上式为电容的微分形式电压电流特性方程。当取电容两端电压与流过其中的电流的参考方向相反时，则电容电压与电流的关系应是

$$i_C(t) = -C \frac{du_C(t)}{dt}$$

积分形式表示的电容的电压与电流的关系为

$$u_C(t) = u_C(t_0) + \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i_C(\tau) d\tau$$

电容储存的电场能量为[若 $u_C(t) |_{t=-\infty} = 0$]

$$W_e(t) = \frac{1}{2} Cu_C^2(t)$$

2 独立电源与受控电源

2.1 独立电源元件

独立电源可以在电路中引起电流，为电路提供电能或信号。实际的电源有许多种，如蓄电池、发电机、光电池等。在电路理论中，根据电源的不同特性可以作出电源的两种电路模型，一种模型是理想电压源；另一种模型是理想电流源。

2.1.1 理想电压源

理想电压源的电路符号如图 2.2-4 所示。

理想电压源的电压、电流特性为：它的两端间电压为 u_S ，此电压的量值与电源中的电流 i 无关。

2.1.2 理想电流源

理想电流源的电路符号如图 2.2-5 所示。

理想电流源的电压、电流特性为：它的电流为 i_S ，此电流的量值与电源两端的电压 u 无关。

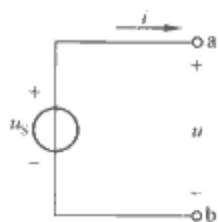


图 2.2-4 理想电压源的电路符号

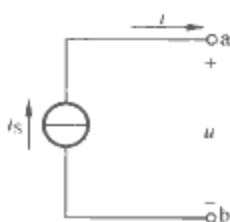


图 2.2-5 理想电流源的电路符号

2.2 受控源元件

在电工中有一些这样的元件，它们有着电源的一些特性，但它们的电压或电流又不像独立电源那样是确定的时间函数，而是受电路中某个电压或电流的控制。控制量与受控量之间，一般可能有复杂的关系，这里只引入受控量与控制量成正比的受控电源，即线性受控源。受控源又称非独立电源。

依受控量、控制量的不同，有 4 种常见的受控源模型。它们的电路符号分别如图 2.2-6 (a)、(b)、(c) 和 (d) 所示。

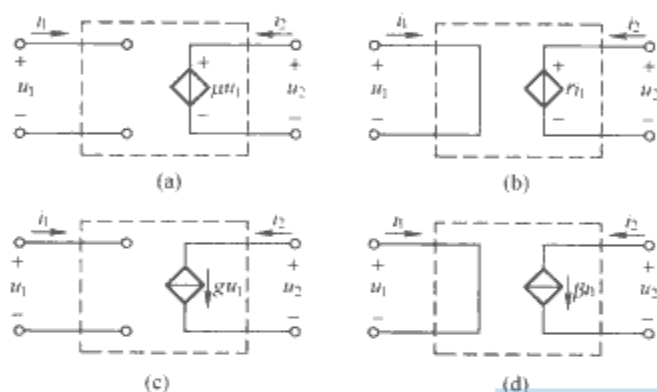


图 2.2-6 四种受控源的电路符号

这 4 种常见的受控源是特殊的四端元件（二端口），它们的电压、电流关系需用两个方程来确定。

2.2.1 电压控制的电压源 (VCVS)

图 2.2-6 (a) 是电压控制的电压源 (VCVS) 的电路符号。其端口的电压电流关系为

$$\begin{cases} i_1 = 0 \\ u_2 = \mu u_1 \end{cases}$$

式中： u_1 是控制电压； μ 是比例常数，称为转移电压比。

2.2.2 电流控制的电压源 (CCVS)

图 2.2-6 (b) 是电流控制的电压源 (CCVS) 的电路符号。其端口的电压电流关系为

$$\begin{cases} u_1 = 0 \\ u_2 = r i_1 \end{cases}$$

式中： i_1 是控制电流； r 是比例常数，它有电阻的量纲，称为转移电阻。

2.2.3 电压控制的电流源 (VCCS)

图 2.2-6 (c) 是电压控制的电流源 (VCCS) 的电路符号。其端口的电压电流关系为

$$\begin{cases} i_1 = 0 \\ i_2 = g u_1 \end{cases}$$

式中： u_1 是控制电压； g 是比例常数，它有电导的量纲，称为转移电导。

2.2.4 电流控制的电流源 (CCCS)

图 2.2-6 (d) 是电流控制的电流源 (CCCS) 的电路符号

号。其端口的电压电流关系为

$$\begin{cases} u_1 = 0 \\ i_2 = \beta i_1 \end{cases}$$

式中： i_1 是控制电流，受控源的电流与控制电流 i_1 成正比而为 βi_1 ； β 是比例常数，称为转移电流比。

3 基尔霍夫定律

基尔霍夫定律是描述集总参数电路中电压、电流关系的基本定律，它包括基尔霍夫电压定律和基尔霍夫电流定律。

3.1 基尔霍夫电流定律 (KCL)

在任何集总参数电路中，在任一时刻，流出（或流入）任一节点的各支路电流的代数和为零，即

$$\sum i = 0$$

上式中可令流出节点的电流为正，流入节点的电流为负；或反之。

KCL 的成立，是基于电磁学中的电荷守恒原理，根据这一原理得出电流连续性定理。KCL 就是电流连续性定理在电路中的表述。

根据电流连续性定理，前述 KCL 对任一闭合面亦成立，即流出（或流入）任一闭合面的所有电流的代数和为零。

3.2 基尔霍夫电压定律 (KVL)

在任何集总参数电路中，在任一时刻，沿任一闭合路径，各支路电压的代数和为零，即

$$\sum u = 0$$

可取与闭合路径绕行方向一致的电压为正，与闭合路径绕行方向相反的电压为负；或反之。

KVL 的另一种表述为

$$\sum u(t) = \sum u_s(t)$$

上式表明：沿任一回路，除电压源之外的所有各元件上的电压降的代数和，等于该回路中各电源电压升之和。

基尔霍夫定律是关于电路中各个电流、电压间由电路结构所决定的约束关系的定律，适用于任何集总参数电路。各种分析电路的方法，都依据它去建立所需的方程式，所以它们是电路的基本定律。

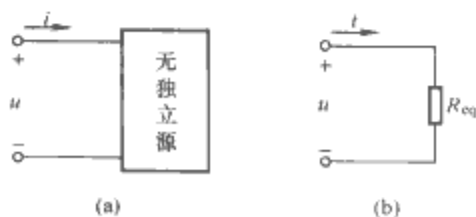
4 电阻的等效变换

4.1 二端网络的等效电阻

一个线性不含独立电源的二端电阻网络 [图 2.2-7 (a)] 可以用端钮间的电压 u 和流入端子的电流 i 的线性关系来描述其端口特性，当两个二端网络的端口电压、电流关系相同时，它们对外电路的作用是相同的，即二者是等效的。由此可知，图 2.2-7 (a) 所示的二端网络对外可等效为一电阻，如图 2.2-7 (b) 所示。

图 2.2-7 (a) 所示二端网络的等效电阻可以定义为

$$R_{eq} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{u}{i}$$

图 2.2-7 无独立源二端网络及其等效电路
(a) 无独立源二端网络；(b) 等效电路

4.2 电阻的串联、并联和混联二端网络

由 n 个电阻串联构成的二端网络如图 2.2-8 (a) 所示。

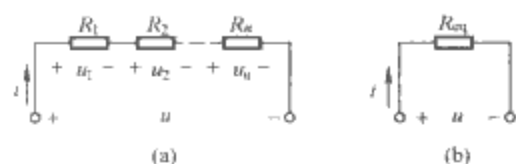


图 2.2-8 n 个电阻串联及其等效电路

(a) n 个电阻串联电路; (b) 等效电路

对图 2.2-8 (a), 根据 KVL 和电阻的元件特性, 有

$$u = u_1 + u_2 + \cdots + u_n$$

$$= R_1 i + R_2 i + \cdots + R_n i = (R_1 + R_2 + \cdots + R_n) i$$

n 个串联电阻的等效电阻为

$$R_{eq} = R_1 + R_2 + \cdots + R_n = \sum_{k=1}^n R_k$$

上式表明: n 个电阻串联电路的等效电阻等于各个串联电阻值之和, 其等效电路如图 2.2-8 (b) 所示。

各个串联电阻两端的分压与端口两端的总电压 u 的关系, 即分压公式为

$$u_k = R_k i = \frac{R_k}{R_{eq}} u \quad (k = 1, 2, \cdots, n)$$

由 n 个电阻并联构成的二端网络如图 2.2-9 (a) 所示。

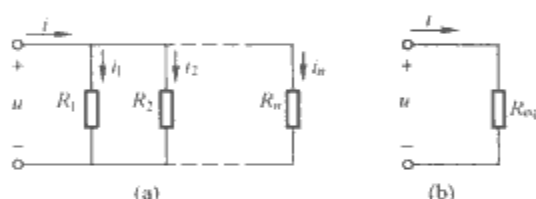


图 2.2-9 n 个电阻并联及其等效电阻

(a) n 个电阻并联电路图; (b) 等效电路

对图 2.2-9 (a), 根据 KCL 和电阻的元件特性, 有

$$i = i_1 + i_2 + \cdots + i_n$$

$$= \frac{u}{R_1} + \frac{u}{R_2} + \cdots + \frac{u}{R_n} = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \cdots + \frac{1}{R_n} \right) u$$

n 个并联电阻的等效电阻 R_{eq} 与各并联电阻的关系为

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \cdots + \frac{1}{R_n} = \sum_{k=1}^n \frac{1}{R_k}$$

或写成电导形式为

$$G_{eq} = \frac{1}{R_{eq}} = \sum_{k=1}^n \frac{1}{R_k} = \sum_{k=1}^n G_k$$

上式表明: n 个电导并联电路的等效电导等于各个并联电导值之和, 其等效电路如图 2.2-9 (b) 所示。

各个并联电阻中的电流与端口总电流 i 的关系, 即分流公式为

$$i_k = G_k u = \frac{G_k}{G_{eq}} i \quad (k = 1, 2, \cdots, n)$$

当二端电阻网络中的电阻既有串联联接的电阻, 又有并联联接的电阻 (有时称为混联) 时, 可综合利用串联和并联等效电阻的结果, 而得到此时二端网络的等效电阻。例如 2.2-10 所示的二端网络就是一个混联的电阻网络, 其端口等效电阻为 $R_{eq} = 3.5 \Omega$ 。

4.3 星形联结与三角形联结电阻网络的等效变换 (Y- Δ 变换)

星形联结 (Y 接) 与三角形联结 (Δ 接) 的电阻网络有

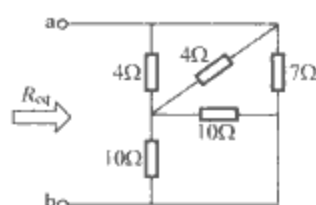


图 2.2-10 电阻串并联

三个端子与外部联结, 如图 2.2-11 所示。二者的对外等效就是要保证两种接法的端口的电压、电流关系相同。

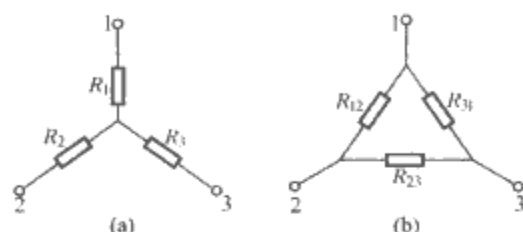


图 2.2-11 Y 接和 Δ 接的电阻网络

(a) Y 接; (b) Δ 接

根据电压、电流关系可以推导出 Y 接和 Δ 接电阻网络之间电阻 (或电导) 参数的变换关系。由 Y 接到 Δ 接的变换结果为

$$\begin{aligned} R_{12} &= R_1 + R_2 + \frac{R_1 R_2}{R_3} & G_{12} &= \frac{G_1 G_2}{G_1 + G_2 + G_3} \\ R_{23} &= R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_1} & G_{23} &= \frac{G_2 G_3}{G_1 + G_2 + G_3} \\ R_{31} &= R_3 + R_1 + \frac{R_3 R_1}{R_2} & G_{31} &= \frac{G_3 G_1}{G_1 + G_2 + G_3} \end{aligned}$$

由 Δ 接到 Y 接的变换结果为

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{R_{12} R_{31}}{R_{12} + R_{23} + R_{31}} & G_1 &= G_{12} + G_{31} + \frac{G_{12} G_{31}}{G_{23}} \\ R_2 &= \frac{R_{23} R_{12}}{R_{12} + R_{23} + R_{31}} & G_2 &= G_{23} + G_{12} + \frac{G_{23} G_{12}}{G_{31}} \\ R_3 &= \frac{R_{31} R_{23}}{R_{12} + R_{23} + R_{31}} & G_3 &= G_{31} + G_{23} + \frac{G_{31} G_{23}}{G_{12}} \end{aligned}$$

当 $R_1 = R_2 = R_3 = R_Y$, $R_{12} = R_{23} = R_{31} = R_{\Delta}$ 时, 则变换关系可简化为

$$R_{\Delta} = 3R_Y$$

5 电源的等效变换

5.1 理想电压源的等效变换

n 个理想电压源的串联如图 2.2-12 (a) 所示, 根据 KVL 可得

$$u_S = u_{S1} + u_{S2} + \cdots + u_{Sn} = \sum_{k=1}^n u_{Sk}$$

即 n 个电压源串联的对外总等效电压源电压是各串联电压源电压的代数和。图 2.2-12 (a) 中 n 个电压源串联的等效电路如图 2.2-12 (b) 所示。

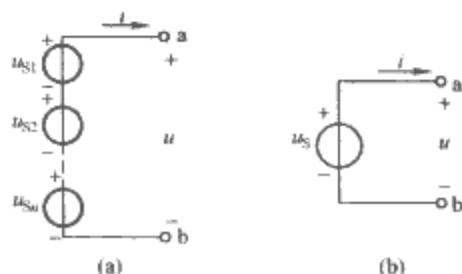


图 2.2-12 n 个电压源串联及其等效电路

(a) n 个电压源串联电路; (b) 等效电路

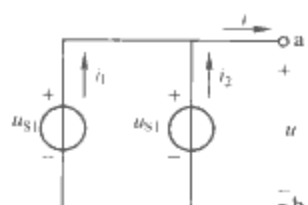


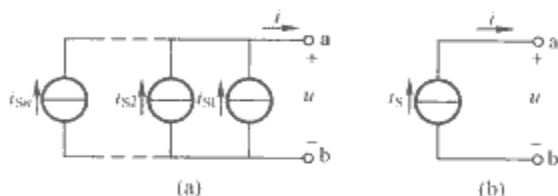
图 2.2-13 两个电压源并联

理想电压源只有在各电压源电压相等时才能并联。如图 2.2-13 所示的两个电压源并联的情况, 只有当 $u_{S1} = u_{S2}$ 时才能并联, 但此时 i_1, i_2 是不确定的。为保证并联连接的电压源中的电流按要求的比例进行分配, 应采取均流控制措施。

5.2 理想电流源的等效变换

n 个理想电流源的并联电路如图 2.2-14 (a) 所示, 根据 KCL 可得

$$i_S = i_{S1} + i_{S2} + \cdots + i_{Sn} = \sum_{k=1}^n i_{Sk}$$

图 2.2-14 n 个理想电流源并联及其等效电路
(a) n 个理想电流源并联电路; (b) 等效电路

即 n 个电流源并联的总等效电流源电流是各并联电流源电流的代数和。图 2.2-14 (a) 中 n 个电流源并联的等效电路如图 2.2-14 (b) 所示。

理想电流源只有在各电流源电流相等时才能串联, 即使可以串联, 各电流源两端的电压也是不确定的。

5.3 电压源和电流源之间的等效变换

一个实际的恒定电压源, 如一个蓄电池或一个直流发电机, 它的电路模型常可以表示为一电压为 u_S 的理想电压源与一电阻 R_i 串联组成, 如图 2.2-15 所示。

图 2.2-15 所示的电压源模型的端部电压、电流关系可表示为

$$u = u_S - R_i i \quad (2.2-1)$$

上式表明: 随着输出电流 i 的增加, 电源的端电压 u 减小。

一个实际的恒定电流源的电路模型常可以表示为一电流为 i_S 的理想电流源与一内电导 G_i 并联组成, 如图 2.2-16 所示。

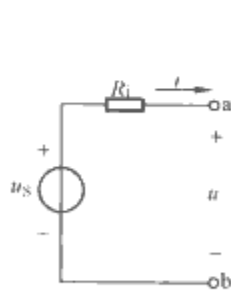


图 2.2-15 实际恒定电压源模型

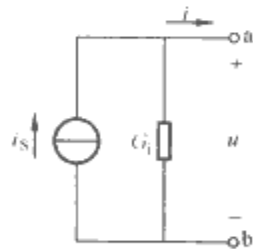


图 2.2-16 实际恒定电流源电路模型

图 2.2-16 所示的电流源模型的端部电压、电流关系可表示为

$$i = i_S - G_i u \quad (2.2-2)$$

上式表明: 随着输出端电压 u 的增加, 电源输出的电流 i 减少。

图 2.2-15 所示的实际恒定电压源和图 2.2-16 所示的实

际恒定电流源是可以相互转换的, 只要保证端部的电压、电流关系相同便可以保证对外部电路的作用相同。

若要将图 2.2-15 的电压源等效变换为图 2.2-16 的电流源, 可将式 (2.2-1) 改写为

$$i = \frac{u_S}{R_i} - \frac{u}{R_i} \quad (2.2-3)$$

比较式 (2.2-2) 和式 (2.2-3), 使此两式右端两项分别相等, 即得到实现等效转换的条件为

$$i_S = \frac{u_S}{R_i}, \quad G_i = \frac{1}{R_i}$$

反之, 若将图 2.2-16 的电流源等效变换为图 2.2-15 的电压源, 则等效转换的条件为

$$\left. \begin{aligned} u_S &= R_i i_S \\ R_i &= \frac{1}{G_i} \end{aligned} \right\}$$

利用电压源与电流源相互等效转换的条件可以简化电路分析。

6 理想运算放大器模型

6.1 运算放大器的电路模型

运算放大器是一种直接耦合的高增益集成放大器。它用途广泛, 可完成许多线性放大功能和部分非线性工作, 例如, 它可以完成加、减、乘、除、微分和积分等运算, 构成有源滤波器, 进行信号或功率放大以及电压/电流转换等。

运算放大器的主要外部端子示意图如图 2.2-17 所示。它主要包含正电源端 U_S 、负电源端 $-U_S$ 、反相输入端 u_- 、同相输入端 u_+ 和输出端 u_o 。一般运算放大器采用正负双直流电源工作, 例如 $\pm 15V$ 。也有一些专用运算放大器采用单电源工作。具有同相和反相两个输入端, 从而可进行差模放大是运算放大器的一大特色。所谓反相输入, 是指在此端输入的信号, 将在输出端得到一个与之反相 (相位差 180°) 的信号。而同相输入端是指在此端输入信号后, 将在输出端得到一个与输入信号同相的信号。

运算放大器在接上工作电源后才可正常工作。在线性工作范围内对电路进行分析时便不再关心其工作电源的大小, 因此, 运算放大器的电路符号如图 2.2-18 所示。图中只给出了两个输入端和输出端。

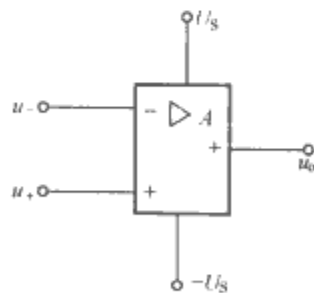


图 2.2-17 运算放大器的外部端子示意图

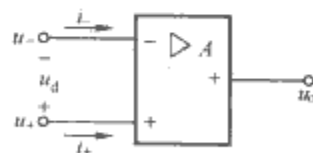


图 2.2-18 运算放大器的电路符号

研究运算放大器的输入—输出特性的电路如图 2.2-19 所示。在同相输入端 (“+” 端) 和反相输入端 (“-” 端) 间加一电压 $u_d = u_+ - u_-$, u_+ 和 u_- 分别是同相输入端和反相输入端的电位, 量测输出电压 u_o , 就可以得到表征运算放大器的输出电压与输入电压关系的特性曲线如图 2.2-20 所示, 称为运算放大器的静态特性。图 2.2-20 中虚线是实

实际特性曲线,可见它是非线性的。实际应用中常将其用分段线性化曲线来近似,如图 2.2-20 中实线所示。其中 U_{sat} ($U_{sat} > 0$) 是输出电压的饱和值,其值接近电源电压 U_S ; U_{ds} ($U_{ds} > 0$) 是运算放大器的工作进入饱和区时的输入电压值。

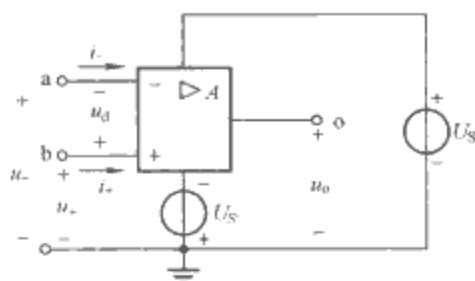


图 2.2-19 研究运放输入输出特性的电路

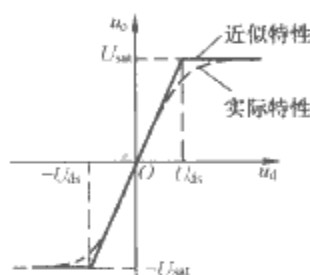


图 2.2-20 运算放大器的静态特性曲线

图 2.2-20 的特性曲线可分为三个区域:

(1) 线性工作区。当 $|u_d| < U_{ds} = \frac{U_{sat}}{A}$, 输出电压与输入电压成正比,即

$$u_o = Au_d$$

比例系数 A 为一常数,称为运算放大器的开环放大倍数,其值可达 10^5 量级以上。

(2) 正向饱和区。当 $u_d > U_{ds} = \frac{U_{sat}}{A}$, 输出电压为一正的恒定值, $u_o = U_{sat}$ 。

(3) 反向饱和区。当 $u_d < -U_{ds} = -\frac{U_{sat}}{A}$, 输出电压为一负的恒定值, $u_o = -U_{sat}$ 。

其中 U_{sat} 的值一般为电源电压 U_S 的 90% 左右。

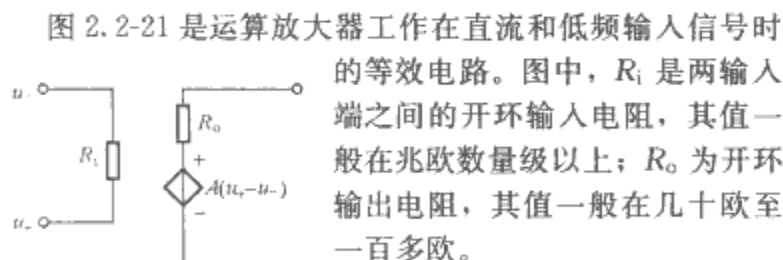


图 2.2-21 运算放大器的等效电路

图 2.2-21 是运算放大器工作在直流和低频输入信号时的等效电路。图中, R_i 是两输入端之间的开环输入电阻,其值一般在兆欧数量级以上; R_o 为开环输出电阻,其值一般在几十欧至一百多欧。

在分析含有工作在线性特性区域的运算放大器的电路时,常可以将运算放大器视为理想运算放大器,从而简化电路分析。

从运算放大器的内部看,理想运算放大器具有如下的特性:

- (1) 放大倍数足够大,可以认为 $A \rightarrow \infty$ 。
- (2) 输入端的人端电阻为无限大。
- (3) 输出电阻为零。

从外部看,理想运算放大器的同相输入端和反相输入端的电流应有

$$i_+ \approx 0, i_- \approx 0 \quad (2.2-4)$$

即同相输入端和反相输入端流入的电流近似为零。式

(2.2-4)称为理想运算放大器的“虚开路”条件。

当输出电压在线性区内 ($|u_o| < U_{sat}$) 有

$$u_d = u_+ - u_- \approx 0 \quad (2.2-5)$$

即同相输入端与反相输入端电位近似相等。式 (2.2-5) 称为理想运算放大器的“虚短路”条件。

6.2 运算放大器的反馈

为保证运算放大器电路的实用性和稳定性,运算放大器一般需工作在闭环状态,即引入反馈的方法。所谓反馈,就是将输出量的一部分或全部通过一定的电路形式作用到输入回路,用来影响其输入量的措施。根据反馈极性的不同,可以分为正反馈和负反馈。所谓正反馈,是反馈信号对输入的作用是使净输入量增大,输出量的变化增大。而负反馈是反馈信号对输入的作用是使净输入量减小,输出量的变化减小。图 2.2-22 (a), (b) 分别为正反馈和负反馈的例子。

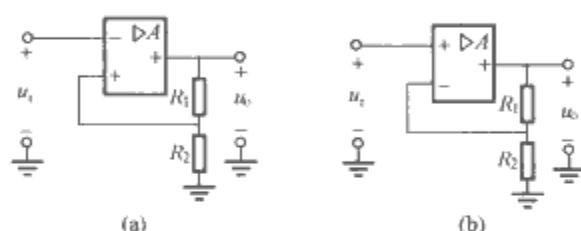


图 2.2-22 运算放大器反馈方法示例

(a) 正反馈; (b) 负反馈

图 2.2-22 (a) 是将输出电压的一部分引进同相输入端,为电压正反馈。此时运算放大器的两输入端经常保持较大的电压差,运放工作在线性区,不能执行信号放大的功能。图 2.2-22 (b) 是将输出电压的一部分引进反相输入端,为电压负反馈。这时可使运放的两输入端间的电压差几乎为零,即前面提到的“虚短路”的情况。当然同时也满足虚开路的条件。

6.3 含运算放大器的电阻电路分析

以下的应用实例均假设运算放大器工作在线性放大区,并假设运算放大器是理想的。

6.3.1 反相比例器

图 2.2-23 所示为一由运算放大器构成的反相放大器电路,输入信号从反相输入端输入,图中节点 a 的 KCL 方程为

$$\frac{u_i - u_a}{R_1} = i_- + \frac{u_a - u_o}{R_2}$$

根据理想运放虚开路和虚短路的条件,有 $i_+ = i_- = 0$ 和节点电压 $u_a = 0$ (此时也称反相输入端为虚地),有 $i_1 = i_2$, 得

$$\frac{u_i}{R_1} = -\frac{u_o}{R_2}$$

整理得

$$u_o = -\frac{R_2}{R_1} u_i$$

即输出电压与输入电压成比例,且极性相反,所以该放大器也称为反相比例器。

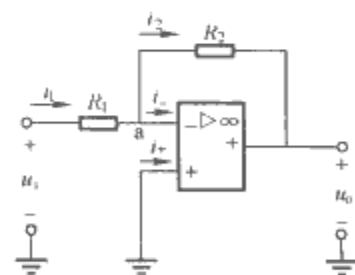


图 2.2-23 反相放大器

6.3.2 同相比例器

图 2.2-24 是一同相放大器, 输入信号由同相输入端输入。同样根据理想运放的虚开路 and 虚短路条件, 有 $i_+ = i_- = 0$ 和节点电压 $u_a = u_i$, 所以有 $i_1 = i_2$, 由此可得

$$\frac{u_i}{R_1} = \frac{u_o - u_i}{R_2}$$

整理得

$$u_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) u_i$$

上式说明输出电压与输入电压成比例, 且极性相同。所以同相放大器也称为同相比例器。

若令图 2.2-24 中的电阻 $R_1 = \infty$, $R_2 = 0$, 则图 2.2-24 电路变为如图 2.2-25 所示的电压跟随器, 此时有 $u_o = u_i$ 。

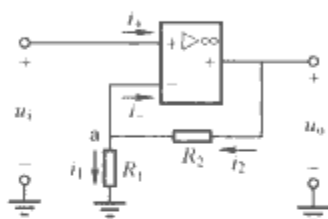


图 2.2-24 同相放大器

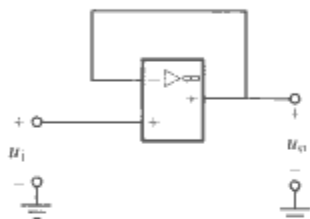


图 2.2-25 电压跟随器

6.3.3 差动放大器

差动放大器电路如图 2.2-26 所示, 它可以处理浮接信号 (即信号不接地), 其作用是可消除信号传递路径上的噪声干扰, 这是运算放大器的一大特色。

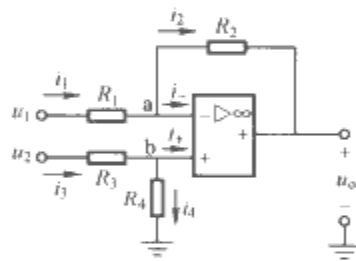


图 2.2-26 差动放大器

图 2.2-26 中, u_1 和 u_2 是两输入端的节点电压。根据理想运放的虚开路 and 虚短路条件, 有 $i_+ = i_- = 0$ 和节点电压 $u_a = u_b$, 所以有 $i_1 =$

i_2 , $i_3 = i_4$ 。由此可以得到下列结果

$$\frac{u_1 - u_a}{R_1} = \frac{u_a - u_o}{R_2}, \frac{u_2 - u_b}{R_3} = \frac{u_b}{R_4} \quad (2.2-6)$$

由式 (2.2-6) 及 $u_a = u_b$ 可得

$$u_o = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \times \frac{R_4}{R_3 + R_4} u_2 - \frac{R_2}{R_1} u_1$$

如果给定 $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$, 则有

$$u_o = \frac{R_2}{R_1} (u_2 - u_1) \quad (2.2-7)$$

式 (2.2-7) 表明, 输出电压是两输入端电压差的函数, 而与各输入电压的大小无关。

应注意的是运算放大器接近理想的特性是有条件的, 如外接电阻的值不能太小, 也不宜太大。一般取几千欧至几百千欧为宜; 即使在闭环状态下工作, 其输入信号的幅值也是有限制的, 过大则会超出运放的线性工作范围。

7 二端口网络

7.1 二端口网络的定义

仅通过两个端口与外电路连接的网络称为二端口网络。

图 2.2-27 所示的电路是一个二端口网络。

对二端口网络的研究, 是将二端口网络作为一个整体来描述它对外部的作用或呈现的特性。它对外部的作用可由它的两个端口的电压、电流的关系来描述。

以下假设二端口网络内部不含有独立电源, 仅由线性电阻和线性受控源构成。二端口网络端口电压、电流常采用图 2.2-28 所示的参考方向。两个端口的电压、电流分别为 U_1 、 U_2 、 I_1 和 I_2 。在这四个量中若任意两个给定, 则另外两个就一定被确定了。取不同的两个量为自变量, 便可得到不同的方程, 这样共有 6 种描述二端口网络两个端口电压、电流关系的线性方程, 这些方程就是二端口网络的特性方程, 方程的系数称为二端口参数。

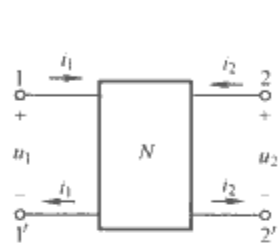


图 2.2-27 二端口网络

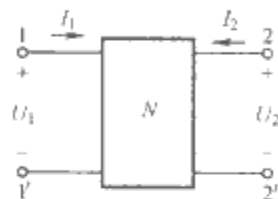


图 2.2-28 二端口网络电压、电流的参考方向

6 种二端口网络的方程和参数如下:

(1) 阻抗参数 (Z 参数) 方程^①

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

其中, 系数矩阵称为 Z 参数矩阵, 矩阵中各元素称为 Z 参数。

(2) 导纳参数 (Y 参数) 方程^②

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$

(3) 传输参数 (T 参数) 方程

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (2.2-8)$$

(4) 逆传输参数 (F 参数) 方程

$$\begin{bmatrix} U_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} \quad (2.2-9)$$

式 (2.2-8)、式 (2.2-9) 中 I_2 前的负号是因照顾到图 2.2-28 中统一的参考方向所致。

(5) 混合参数 (H 参数) 方程

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$

(6) 逆混合参数 (G 参数) 方程

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

一个二端口网络一般可用不同的参数来描述其端口间的电压和电流, 这些参数之间可以相互转换。但并不是所有的二端口网络每种参数都存在。表 2.2-1 列出了 6 种参数之间的转换关系 (假设所有参数都是存在的), 表中还给出了每种参数所对应的互易和对称条件。

① 阻抗将在后续章节定义。在电阻电路中, 阻抗参数即电阻参数。

② 导纳将在后续章节定义。在电阻电路中, 导纳参数即电导参数。

表 2.2-1 二端口网络各组参数之间的相互转换关系

| | Z | Y | T | F | H | G | 互易条件 | 对称条件 |
|---|--|--|--|--|--|--|------------------|---|
| Z | $\begin{matrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} \frac{Y_{22}}{\Delta_Y} & -\frac{Y_{12}}{\Delta_Y} \\ -\frac{Y_{21}}{\Delta_Y} & \frac{Y_{11}}{\Delta_Y} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} \frac{A}{C} & \frac{\Delta_T}{C} \\ \frac{1}{C} & \frac{D}{C} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} -\frac{D'}{C'} & -\frac{1}{C'} \\ -\frac{\Delta_F}{C'} & -\frac{A'}{C'} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} \frac{\Delta_H}{H_{22}} & \frac{H_{12}}{H_{22}} \\ -\frac{H_{21}}{H_{22}} & \frac{1}{H_{22}} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} \frac{1}{G_{11}} & -\frac{G_{12}}{G_{11}} \\ \frac{G_{21}}{G_{11}} & \frac{\Delta_G}{G_{11}} \end{matrix}$ | $Z_{12}=Z_{21}$ | $\begin{matrix} Z_{12}=Z_{21} \\ Z_{11}=Z_{22} \end{matrix}$ |
| Y | $\begin{matrix} \frac{Z_{22}}{\Delta_Z} & -\frac{Z_{12}}{\Delta_Z} \\ -\frac{Z_{21}}{\Delta_Z} & \frac{Z_{11}}{\Delta_Z} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} \frac{D}{B} & -\frac{\Delta_T}{B} \\ -\frac{1}{B} & \frac{A}{B} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} \frac{A'}{B'} & -\frac{1}{B'} \\ -\frac{\Delta_F}{B'} & \frac{D'}{B'} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} \frac{1}{H_{11}} & -\frac{H_{12}}{H_{11}} \\ \frac{H_{21}}{H_{11}} & \frac{\Delta_H}{H_{11}} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} \frac{\Delta_G}{G_{22}} & \frac{G_{12}}{G_{22}} \\ -\frac{G_{21}}{G_{22}} & \frac{1}{G_{22}} \end{matrix}$ | $Y_{12}=Y_{21}$ | $\begin{matrix} Y_{12}=Y_{21} \\ Y_{11}=Y_{22} \end{matrix}$ |
| T | $\begin{matrix} \frac{Z_{11}}{Z_{21}} & \frac{\Delta_Z}{Z_{21}} \\ \frac{1}{Z_{21}} & \frac{Z_{22}}{Z_{21}} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} -\frac{Y_{22}}{Y_{21}} & -\frac{1}{Y_{21}} \\ -\frac{\Delta_Y}{Y_{21}} & -\frac{Y_{11}}{Y_{21}} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} A & B \\ C & D \end{matrix}$ | $\begin{matrix} \frac{D'}{\Delta_F} & -\frac{B'}{\Delta_F} \\ -\frac{C'}{\Delta_F} & \frac{A'}{\Delta_F} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} -\frac{\Delta_H}{H_{21}} & -\frac{H_{11}}{H_{21}} \\ -\frac{H_{22}}{H_{21}} & -\frac{1}{H_{21}} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} \frac{1}{G_{21}} & \frac{G_{22}}{G_{21}} \\ \frac{G_{11}}{G_{21}} & \frac{\Delta_G}{G_{21}} \end{matrix}$ | $AD-BC=1$ | $\begin{matrix} AD-BC=1 \\ A=D \end{matrix}$ |
| F | $\begin{matrix} \frac{Z_{22}}{Z_{12}} & -\frac{\Delta_Z}{Z_{12}} \\ -\frac{1}{Z_{12}} & \frac{Z_{11}}{Z_{12}} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} -\frac{Y_{11}}{Y_{12}} & \frac{1}{Y_{12}} \\ \frac{\Delta_Y}{Y_{12}} & -\frac{Y_{22}}{Y_{12}} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} \frac{D}{\Delta_T} & -\frac{B}{\Delta_T} \\ -\frac{C}{\Delta_T} & \frac{A}{\Delta_T} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} A' & B' \\ C' & D' \end{matrix}$ | $\begin{matrix} \frac{1}{H_{12}} & -\frac{H_{11}}{H_{12}} \\ -\frac{H_{22}}{H_{12}} & \frac{\Delta_H}{H_{12}} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} -\frac{\Delta_G}{G_{12}} & \frac{G_{22}}{G_{12}} \\ \frac{G_{11}}{G_{12}} & -\frac{1}{G_{12}} \end{matrix}$ | $A'D'-B'C'=1$ | $\begin{matrix} A'D'-B'C'=1 \\ A'=D' \end{matrix}$ |
| H | $\begin{matrix} \frac{\Delta_Z}{Z_{22}} & \frac{Z_{12}}{Z_{22}} \\ -\frac{Z_{21}}{Z_{22}} & \frac{1}{Z_{22}} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} \frac{1}{Y_{11}} & -\frac{Y_{12}}{Y_{11}} \\ \frac{Y_{21}}{Y_{11}} & \frac{\Delta_Y}{Y_{11}} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} \frac{B}{D} & \frac{\Delta_T}{D} \\ -\frac{1}{D} & \frac{C}{D} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} -\frac{B'}{A'} & \frac{1}{A'} \\ -\frac{\Delta_F}{A'} & -\frac{C'}{A'} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} \frac{G_{22}}{\Delta_G} & -\frac{G_{12}}{\Delta_G} \\ -\frac{G_{21}}{\Delta_G} & \frac{G_{11}}{\Delta_G} \end{matrix}$ | $H_{12}=-H_{21}$ | $\begin{matrix} H_{12}=-H_{21} \\ H_{11}H_{22}-H_{12}H_{21}=1 \end{matrix}$ |
| G | $\begin{matrix} \frac{1}{Z_{11}} & -\frac{Z_{12}}{Z_{11}} \\ \frac{Z_{21}}{Z_{11}} & \frac{\Delta_Z}{Z_{11}} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} \frac{\Delta_Y}{Y_{22}} & \frac{Y_{12}}{Y_{22}} \\ -\frac{Y_{21}}{Y_{22}} & \frac{1}{Y_{22}} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} \frac{C}{A} & -\frac{\Delta_T}{A} \\ \frac{1}{A} & \frac{B}{A} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} -\frac{C'}{D'} & -\frac{1}{D'} \\ \frac{\Delta_F}{D'} & -\frac{B'}{D'} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} \frac{H_{22}}{\Delta_H} & -\frac{H_{12}}{\Delta_H} \\ -\frac{H_{21}}{\Delta_H} & \frac{H_{11}}{\Delta_H} \end{matrix}$ | $\begin{matrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{matrix}$ | $G_{12}=-G_{21}$ | $\begin{matrix} G_{12}=-G_{21} \\ G_{11}G_{22}-G_{12}G_{21}=1 \end{matrix}$ |

注 表中 $\Delta_Z = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}$; $\Delta_Y = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}$; $\Delta_T = AD - BC$; $\Delta_F = A'D' - B'C'$; $\Delta_H = H_{11}H_{22} - H_{12}H_{21}$; $\Delta_G = G_{11}G_{22} - G_{12}G_{21}$ 。

7.2 二端口网络的等效电路

两个二端口网络的等效条件是两个二端口网络的方程和参数相同，即一个二端口网络的等效电路应有与该二端口网络相同的端口特性。

图 2.2-29 (a) 是用三个电阻和一个电流控制电压源构造的电阻性二端口网络的 T 型等效电路。根据已知的二端口网络的参数，便可确定其中各元件的待定参数值。若已知 Z 参数，则有 $R_1 = Z_{11} - Z_{12}$, $R_2 = Z_{12}$, $R_3 = Z_{22} - Z_{12}$, $R_C = Z_{21} - Z_{12}$ 。

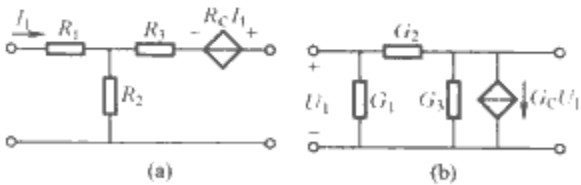


图 2.2-29 二端口的等效电路

(a) T 型等效电路; (b) Π 型等效电路

图 2.2-29 (b) 是用三个电导和一个电压控制电流源构造的电阻性二端口网络的 Π 型等效电路。根据已知的二端口网络的参数，便可确定其中各元件的待定参数值。若已知 Y 参数，则有 $G_1 = Y_{11} + Y_{12}$, $G_2 = -Y_{12}$, $G_3 = Y_{22} + Y_{12}$,

$G_C = Y_{21} - Y_{12}$ 。

由图 2.2-29 的等效电路及上述所求参数可知，当二端口网络互易时，图中的受控源为零，所以其等效电路可简化为 2.2-30 所示，即这时的等效电路可用三个两端电阻元件构成的 T 型或 Π 型电路来等效，其等效电路中元件参数的确定方法与上述方法相同。

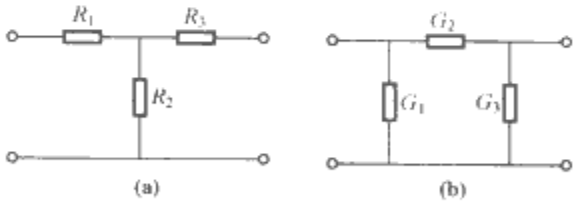


图 2.2-30 互易二端口网络的等效电路

(a) T 型等效电路; (b) Π 型等效电路

需要说明的是，一个二端口网络的等效电路不是唯一的。

7.3 二端口网络的连接

多个二端口网络可按一定方式连接，组成一个复合二端口网络。若连接后每个二端口网络的端口条件仍满足，则它们连接后的复合二端口网络的参数与构成它的每个二端口参数之间应满足一确定的关系。

7.3.1 两个二端口网络级联

两个二端口网络级联的电路如图 2.2-31 所示。二端口网络级联用 T 参数表示较方便。图中 T_1 、 T_2 分别为级联的两个二端口网络的 T 参数矩阵， T 表示级联后复合二端口网络的 T 参数矩阵，则有

$$T = T_1 T_2 \tag{2.2-10}$$

式 (2.2-10) 表明，级联后的复合二端口网络的 T 参数矩阵等于两个级联连接的二端口网络的 T 参数矩阵的乘积。

7.3.2 两个二端口网络串联

两个二端口网络串联的电路如图 2.2-32 所示。二端口网络串联用 Z 参数表示较方便。图中 Z_1 、 Z_2 分别为串联的两个二端口网络的 Z 参数矩阵， Z 表示串联后复合二端口网络的 Z 参数矩阵，则有

$$Z = Z_1 + Z_2 \tag{2.2-11}$$

式 (2.2-11) 表明，串联后的复合二端口网络的 Z 参数矩阵等于两个串联联接的二端口网络的 Z 参数矩阵之和。

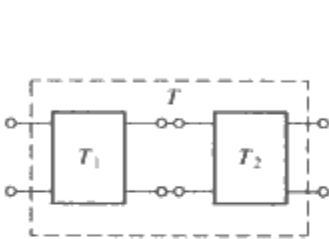


图 2.2-31 两个二端口网络级联

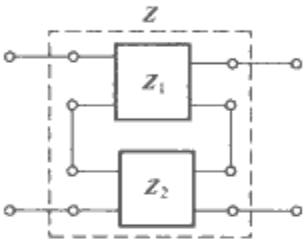


图 2.2-32 两个二端口网络串联

7.3.3 两个二端口网络并联

两个二端口网络并联的电路如图 2.2-33 所示。二端口网络串联用 Y 参数表示较方便。图中 Y_1 、 Y_2 分别为并联的两个二端口网络的 Y 参数矩阵， Y 表示串联后复合二端口网络的 Y 参数矩阵，则有

$$Y = Y_1 + Y_2 \tag{2.2-12}$$

式 (2.2-12) 表明，并联后网络的复合二端口的 Y 参数矩阵等于两个并联联接的二端口网络的 Y 参数矩阵之和。

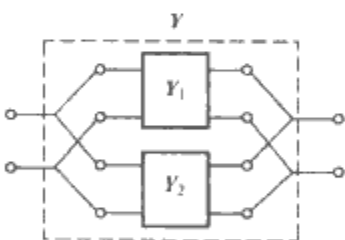


图 2.2-33 两个二端口网络并联

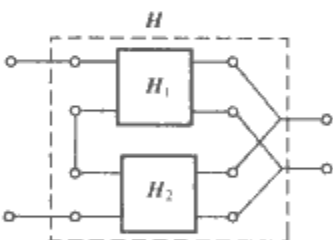


图 2.2-34 两个二端口网络串并联

7.3.4 两个二端口网络串并联（混联）

两个二端口网络串并联的电路如图 2.2-34 所示。二端口网络串并联用 H 参数表示较方便。图中 H_1 、 H_2 分别为并联的两个二端口网络的 H 参数矩阵， H 表示串联后复合二端口网络的 H 参数矩阵，则有

$$H = H_1 + H_2 \tag{2.2-13}$$

式 (2.2-13) 表明，并联后的复合二端口网络的 H 参数矩阵等于两个并联连接的二端口网络的 H 参数矩阵之和。

7.3.5 两个二端口网络并串联（混联）

两个二端口网络并串联的电路如图 2.2-35 所示。二端口网络并串联用 G 参数表示较方便。图中 G_1 、 G_2 分别为并联的两个二端口网络的 G 参数矩阵， G 表示串联后复合二端口网络的 G 参数矩阵，则有

$$G = G_1 + G_2 \tag{2.2-14}$$

式 (2.2-14) 表明，并联后的复合二端口网络的 G 参数矩阵等于两个并联连接的二端口网络的 G 参数矩阵之和。

上述两个二端口网络连接的等效结果容易推广到 n 个二端口网络的情况。

需指出的是，两个二端口网络在串联、并联或混联时端口条件可能会被破坏，此时上述导出的复合二端口网络的参数与连接前的两个二端口网络的参数之间的关系便不再成立。但是当输入端口与输出端口具有公共端的两个二端口网络串联、并联和混联时，如果是将公共端相连接，则端口条件不会破坏。图 2.2-36 (a)、(b) 分别是串联和并联的情况，此时式 (2.2-11) 和式 (2.2-12) 总是成立的。

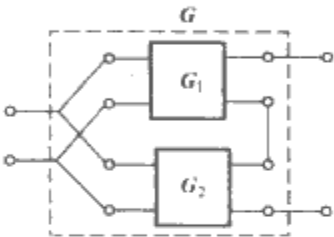


图 2.2-35 两个二端口网络并串联

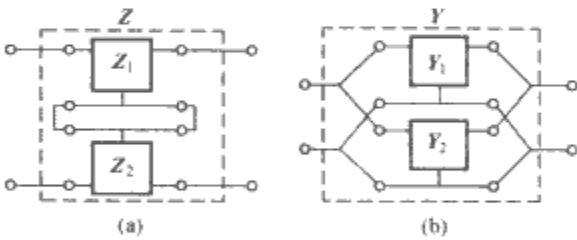


图 2.2-36 具有公共端的二端口的联接 (a) 串联；(b) 并联

以上内容虽是针对电阻性二端口网络，但所用方法和所得结论容易推广到正弦激励下动态电路的稳态分析的相量模型和动态电路复频域的零状态运算模型的情况。

第3章 电阻电路分析的一般方法和定理

1 节点电压法

电路中相对于某一参考节点（参考节点电压为零）的节点电压 u_n 自动满足 KVL。因此如果用节点电压表示支路电流，列写各个节点的 KCL 方程，可得到以节点电压为变量的电路方程，从而求解电路，这种方法称为节点电压法。

1.1 方程的列写

对于如图 2.3-1 所示电路，给定了参考节点和 3 个独立节点电压。以流出独立节点的电流为正，可分别列写出用节点电压表示的 3 个 KCL 方程为

$$-I_{S1} + \frac{U_{n1}}{1/G_1 + 1/G_2} + G_3(U_{n1} - U_{n2}) + G_5(U_{n1} - U_{n3}) = 0$$

$$G_3(U_{n2} - U_{n1}) + G_4(U_{n2} - U_{n3}) + G_6(U_{n2} - U_{S6}) = 0$$

$$G_5(U_{n3} - U_{n1}) + G_4(U_{n3} - U_{n2}) + G_8U_{n3} + G_7(U_{n3} + \mu U_1) = 0$$

此外，还需将压控电压源的控制量用节点电压来表示

$$U_1 = U_{n1} \frac{G_1}{G_1 + G_2}$$

整理得到图 2.3-1 所示电路以节点电压为变量的方程为

$$\left(\frac{1}{1/G_1 + 1/G_2} + G_3 + G_5\right)U_{n1} - G_3U_{n2} - G_5U_{n3} = I_{S1}$$

$$-G_3U_{n1} + (G_3 + G_4 + G_6)U_{n2} - G_4U_{n3} = G_6U_{S6}$$

$$\left(\frac{\mu G_1 G_7}{G_1 + G_2} - G_5\right)U_{n1} - G_4U_{n2} + (G_4 + G_5 + G_7 + G_8)U_{n3} = 0$$

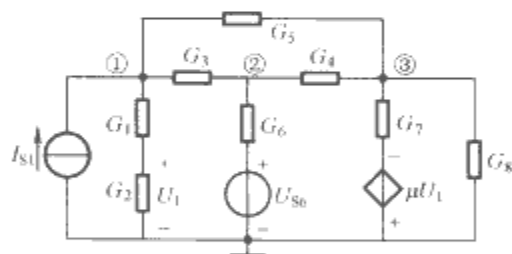


图 2.3-1 列写节点电压方程

进一步推广，如电路（仅含电导和独立电源）有 $n+1$ 个节点，则可列出 n 个标准的独立节点的 KCL 方程

$$\left. \begin{aligned} G_{11}u_{n1} + G_{12}u_{n2} + \cdots + G_{1n}u_{nn} &= i_{Sn1} \\ G_{21}u_{n1} + G_{22}u_{n2} + \cdots + G_{2n}u_{nn} &= i_{Sn2} \\ \vdots &\vdots \\ G_{n1}u_{n1} + G_{n2}u_{n2} + \cdots + G_{nn}u_{nn} &= i_{Snn} \end{aligned} \right\} \quad (2.3-1)$$

式 (2.3-1) 中， G_{kk} ($k=1, 2, \dots, n$) 称为节点 k 的自节点电导（简称自电导），其值为与节点 k 相连各支路的电导和； G_{kj} ($k, j=1, 2, \dots, n, k \neq j$) 为节点 k 与节点 j 之间的互节点电导（简称互电导），其值为节点 k 与 j 之间各支路电导和的负值； i_{Snk} ($k=1, 2, \dots, n$) 为与节点 k 相连的所有电流源电流的代数和。电流源方向指向该节点时，其值取正；反之，则取负值。如电源为电压源与电阻串联时，则需要先将其等效变换为电流源与电阻并联后再按电流源方向列写。若电路中含有受控源，则可先将受控源看成独立源按上面所示的规律列出标准形式方程，再将方程中的控制量用节点电压表示，整理后得到节点法所需的方程。

根据该方法可列出图 2.3-1 所示电路的节点电压方程为

$$\begin{bmatrix} \frac{G_1 G_2}{G_1 + G_2} + G_3 + G_5 & -G_3 & -G_5 \\ -G_3 & G_3 + G_4 + G_6 & -G_4 \\ -G_5 + \frac{\mu G_1 G_7}{G_1 + G_2} & -G_4 & G_4 + G_5 + G_7 + G_8 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_{n1} \\ U_{n2} \\ U_{n3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{S1} \\ G_6 U_{S6} \\ 0 \end{bmatrix}$$

求解出节点电压后，根据节点电压与支路电压的关系以及支路的 $u-i$ 关系即可求解出各支路电压和支路电流，从而完成电路分析。

1.2 特殊支路的处理方法

1.2.1 无串联电阻的电压源接在两节点间

电路中有时会出现两个节点之间连有纯电压源的支路。由于电压源无串联电阻，直观地看自电导和互电导中会有零的倒数项存在，无法直接写出节点电压方程。其根本原因在于电压源支路中电流无法用节点电压直接表示出来。对此类电路在应用节点电压法进行分析时，可以通过参考节点的灵活选取、增设电压源支路电流、引入广义节点（超节点）的概念等方法予以解决。

如果电路中只有一个无串联电阻的电压源接在两节点间，则可将参考节点设置在电压源的一端，另一端的节点电压即为已知量。这种方法使待求的独立节点电压减少了一个，即减少了方程数，但对于含多个纯电压源支路的电路无效。

另一种方法是纯电压源支路的电流无法用节点电压表示，则在纯电压源支路上假设一个支路电流变量，这样可列写连接纯电压源两端节点的 KCL 方程。此外，可用节点电压来表示电压源电压，这样就增加了一个独立方程，可求解出节点电压和纯电压源支路的电流。这种方法普适性较强。

还可以将纯电压源支路两端的节点视为一个广义节点（超节点），列写该广义节点的 KCL 方程（对纯电压源两端节点分别设有两个节点电压）。再补充一个用节点电压来表示电压源电压的方程，可使得电路独立方程数量依然保持为 n 个。这种方法巧妙地避免了求解纯电压源支路电流的困难，但有一定技巧性。

对于图 2.3-2 所示电路来说，把参考节点设在 U_{S5} 的“-”端可直接得到节点 2 的电压为 U_{S5} 。

对于 U_{S6} 来说，如果采用增设电压源支路电流法，则设流经 U_{S6} 的电流 I_{S6} 如图 2.3-2 所示。将 I_{S6} 视为电流源电流，采用

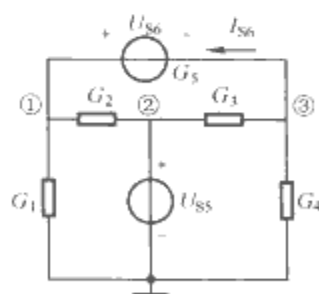


图 2.3-2 特殊情况下列写节点电压方程

1.1 节所述的方法可列写出方程如下

$$\left. \begin{aligned} (G_1 + G_2)U_1 - G_2U_2 &= I_{S6} \\ U_2 &= U_{S5} \\ -G_3U_2 + (G_3 + G_4) &= -I_{S6} \end{aligned} \right\} \quad (2.3-2)$$

式(2.3-2)的3个方程有4个未知数,补充如下关于电压源 U_{S6} 与节点电压 U_1 、 U_3 关系式后可求解该电路

$$U_1 - U_3 = U_{S6}$$

如果采用广义节点法,则列写包括节点1和3的超节点KCL方程为

$$(G_1 + G_2)U_1 + (G_3 + G_4)U_3 - G_2U_2 - G_3U_2 = 0$$

节点2的电压

$$U_2 = U_{S5}$$

再补充如下关于电压源 U_{S6} 与节点电压 U_1 、 U_3 关系式后可求解该电路

$$U_1 - U_3 = U_{S6}$$

1.2.2 电流源有串联电阻

与某节点连接的电流源有串联电阻时,由于该电阻不会影响电流源的电流,因此串联电阻不计入自电导或互电导。

1.3 弥尔曼定理

如电路只有两个节点,则按照节点电压法,可以列出一个独立节点方程,为便于应用,导出的公式称为弥尔曼定理。

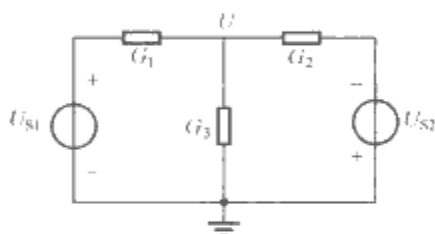


图 2.3-3 弥尔曼定理的应用

如图 2.3-3 所示电路,求节点电压 U 。

根据节点电压法,可直接得到电压 U

$$U = \frac{G_1 U_{S1} - G_2 U_{S2}}{G_1 + G_2 + G_3} \quad (2.3-3)$$

式(2.3-3)即为弥尔曼定理。

2 回路电流法

根据电流的连续性,可以假设一个电流仅在指定的回路中循顺时针或反时针方向流动,称其为回路电流。由于回路电流仅流入一次某节点,然后流出一次该节点,因此回路电流在节点上自动满足 KCL。如果用回路电流表示支路电压,列写各个回路的 KVL 方程,可得到以回路电流为变量的电路方程,从而求解电路。这种方法称为回路电流法。对于平面电路来说,可设回路电流沿每个网孔流动。这种方法称为网孔电流法。

2.1 方程的列写

对于图 2.3-4 所示电路来说,给定了 3 个网孔电流,可分别列写出用网孔电流表示的沿 3 条回路的 KVL 方程为(每条支路上的电流视为流经该支路的网孔电流的代数和)

$$\left. \begin{aligned} I_{l1} + 2(I_{l1} - I_{l2}) &= 12 \\ 2(I_{l2} - I_{l1}) + 2(I_{l2} - I_{l3}) + 6I_{l2} &= 3I_{l2} \\ 2(I_{l3} - I_{l2}) + I_{l3} &= -3I_{l2} \end{aligned} \right\} \quad (2.3-4)$$

式(2.3-4)中我们将电流控制电压源视为电源放到了等号右侧。

此外,还需将电流控制电压源的控制量用回路电流来表示

$$I_2 = I_{l1} - I_{l2}$$

整理得到图 2.3-4 所示电路以回路电流为变量的方程为

$$\begin{cases} 3I_{l1} - 2I_{l2} = 12 \\ -5I_{l1} + 13I_{l2} - 2I_{l3} = 0 \\ 3I_{l1} - 5I_{l2} + 3I_{l3} = 0 \end{cases}$$

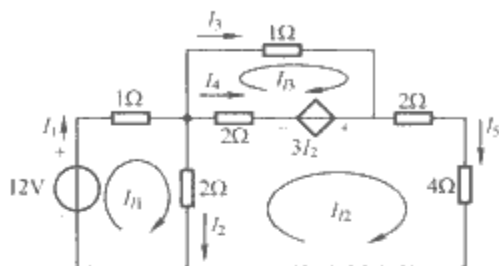


图 2.3-4 列写回路电流方程

进一步推广,如一电路(仅含电阻和独立电源)有 b 条支路, n 个节点,则可列写出 $l=b-n+1$ 个独立回路电流方程

$$\begin{cases} R_{11}i_{l1} + R_{12}i_{l2} + \cdots + R_{1l}i_{ll} = u_{S1} \\ R_{21}i_{l1} + R_{22}i_{l2} + \cdots + R_{2l}i_{ll} = u_{S2} \\ \vdots \\ R_{l1}i_{l1} + R_{l2}i_{l2} + \cdots + R_{ll}i_{ll} = u_{Sl} \end{cases}$$

式中, R_{kk} ($k=1, 2, \dots, l$) 为回路 k 的自回路电阻(简称自电阻),其值等于回路 k 中各支路电阻值的和; R_{kj} ($k, j=1, 2, \dots, l, k \neq j$) 为回路 k 与回路 j 之间的互回路电阻(简称互电阻),互电阻的正负要视回路电流 i_k 与 i_j 在该电阻上的方向是否相同而定(相同则正,相反则负); u_{Skk} ($k=1, 2, \dots, l$) 为回路 k 中所有电压源电压的代数和。当回路电流方向与电压源压降方向相同时取负号,否则取正号。若电路中含有受控电压源,则可先将受控电压源看成独立电压源,按上面所示的规律列出标准形式方程,再将方程中的控制量用回路电流表示,整理后得到回路法所需的方程。

据此可列出图 2.3-3 所示电路的回路电流方程为

$$\begin{bmatrix} 3 & -2 & 0 \\ -5 & 13 & -2 \\ 3 & -5 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{l1} \\ I_{l2} \\ I_{l3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 12 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

求解出回路电流后,根据回路电流与支路电流的关系以及支路的 $u-i$ 关系即可求解出各支路电压和支路电流,从而完成电路分析。

2.2 特殊支路的处理方法

当电路中含有电流源时,由于电流源两端电压无法用回路电流来表示,因此无法直接写出回路方程。对此类电路在应用回路电流法进行分析时,可以通过回路电流的灵活选取、增设电流源支路电压、引入广义回路(超回路)的概念等方法予以解决。

如果只有一个回路电流通过某电流源支路,则该回路电流的数值为已知的电流源电流。因此可通过灵活选取回路电流,使得每个电流源只经过一个回路电流。这种方法减少了方程数量,但回路的选取有一定技巧性,同时互电阻有正有负,需仔细辨别。

另一种思考方法是既然电流源支路的电压无法用回路电流表示,则增加一个电流源端电压变量,这样可列写包含电流源回路的 KVL 方程。此外,可用回路电流来表示电流源电流,这样就增加了一个独立方程,可求解出回路电流和电流源支路的电压。这种方法普适性较强,但增加了方程的数量。

还可以将含有共用电流源支路的两个回路视为一个广义

回路,列写该广义回路的 KVL 方程(含电流源的两个回路中分别设有两个回路电流)。再补充一个用回路电流来表示电流源电流的方程,可使得电路独立方程数量依然保持为 $b-n+1$ 个。这种方法巧妙地避免了求解电流源支路电压的困难,但有一定技巧性。

对于图 2.3-5 所示电路来说,如果回路电流的设置如图所示,则可知 $I_1 = I_{S1}$,但对于 I_{S2} 来说则存在几种不同的处理方法。

如果采用增设电流源端电压法,则增设电流源 I_{S2} 的端电压 U_{S2} 如图 2.3-5 所示。将 U_{S2} 视为电压源电压,采用 2.1 节所述的方法可列出如下方程

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= I_{S1} \\ (R_3 + R_4)I_2 - I_1 R_3 &= -U_{S2} \\ R_6 I_3 &= U_{S2} \end{aligned} \right\} \quad (2.3-5)$$

式(2.3-5)的3个方程有4个未知数,补充如下电流源 I_{S2} 与回路电流关系

$$I_3 - I_2 = I_{S2}$$

即得求解该电路所需的方程。

如果采用灵活选取回路电流方法,则可如图 2.3-6 所示选取回路电流。

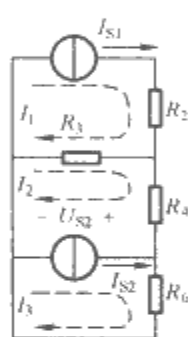


图 2.3-5 特殊情况下列写回路电流方程

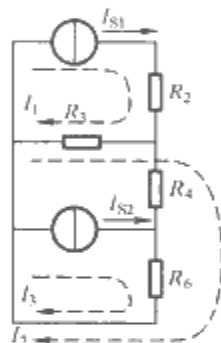


图 2.3-6 灵活选取回路电流列写回路方程

观察图 2.3-6 可知,除电流源 I_{S1} 只有回路电流 I_1 流过以外,电流源 I_{S2} 也只有回路电流 I_3 流过。因此可知

$$I_1 = I_{S1}$$

$$I_3 = I_{S2}$$

再沿着回路 2 列写 KVL,得

$$(R_3 + R_4 + R_6)I_2 - R_3 I_1 + R_6 I_3 = 0$$

由此可求解电路中各回路电流。

如果选用广义回路,则在图 2.3-5 中,除关于电流源 I_{S1} 和电流源 I_{S2} 的方程

$$I_1 = I_{S1} \quad (2.3-6)$$

$$I_3 - I_2 = I_{S2} \quad (2.3-7)$$

外,沿着由回路 I_2 和 I_3 构成的广义回路列写 KVL 得到

$$(I_2 - I_1)R_3 + I_2 R_4 + I_3 R_6 = 0 \quad (2.3-8)$$

求解式(2.3-6)、式(2.3-7)和式(2.3-8)这3个方程即可完成电路的分析。

3 叠加定理

叠加定理是线性电路的重要定理。如果线性电路有多个独立电源作用,可考虑使用叠加定理。此时可以令独立电源一个一个单独起作用(不起作用的独立电压源短路,独立电流源开路),求解多个相对简单子电路中的待求支路量的分量。最后将得到的分量相加即为待求的支路量。

叠加定理的表述是这样的,在一个具有唯一解的线性电

阻电路中,各独立电源共同作用时在任一支路中产生的电流(任意两点间的电压)等于各独立电源单独作用时在该支路中产生的电流(该两点间的电压)的代数和。

电路如图 2.3-7 (a) 所示,求图示电路中电流 i 。利用叠加定理,电压源 u_S 单独作用时,电流源处开路,可计算一个分量 i_1 ,如图 2.3-7 (b) 所示;电流源 i_S 单独作用时,电压源处短路,可计算另一个分量 i_2 ,如图 2.3-7 (c) 所示,则

$$i = i_1 + i_2$$

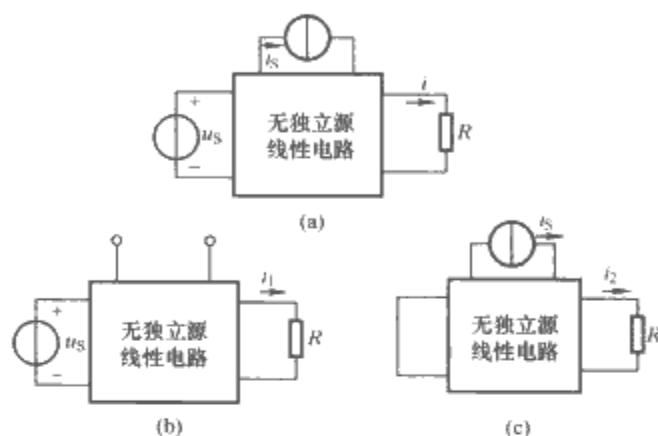


图 2.3-7 叠加定理的应用

(a) 原电路; (b) 电压源单独作用的子电路;

(c) 电流源单独作用的子电路

使用叠加定理时需要注意:

(1) 叠加定理不能用于功率的计算。如上例中计算电阻的功率应为 $P = (i_1 + i_2)^2 R$, 而不是 $(i_1^2 + i_2^2) R$ 。

(2) 在应用叠加定理时,一般情况下受控源不参加叠加。

叠加定理应用举例如下:

用叠加定理求图 2.3-8 (a) 所示电路中电流 I_2 。

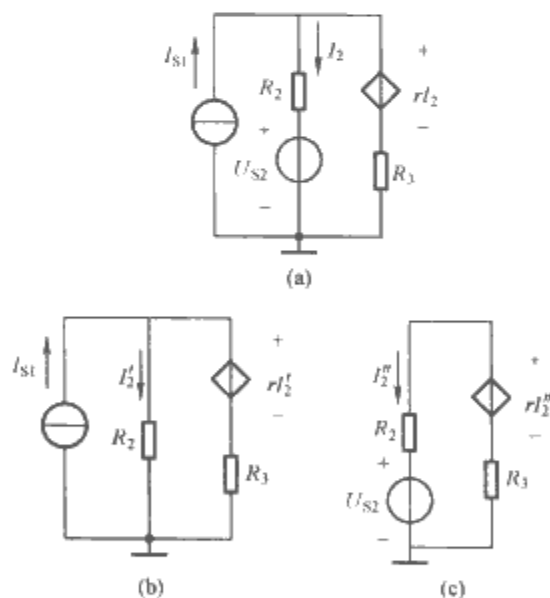


图 2.3-8 叠加定理应用

(a) 原电路; (b) 电流源单独作用;

(c) 电压源单独作用

由叠加定理可得到由电流源和电压源分别单独作用的两个子电路如图 2.3-8 (b) 和图 2.3-8 (c) 所示。

求解图 2.3-8 (b) 所示电路,得

$$R_2 I_2' = r I_2' + (I_{S1} - I_2') R_3$$

$$I_2' = \frac{I_{S1} R_3}{R_2 + R_3 - r}$$

求解图 2.3-8 (c) 所示电路,得

$$R_2 I_2'' + U_{S2} = r I_2'' - R_3 I_2''$$

$$I_2'' = -\frac{U_{S2}}{R_2 + R_3 - r}$$

根据叠加定理, 可得电流

$$I_2 = I_2' + I_2'' = \frac{R_3 I_{S1} - U_{S2}}{R_1 + R_2 - r}$$

4 戴维南定理

任一线性有源二端网络 [如图 2.3-9 (a) 所示] 可以用一电压源和一电阻串联的电路 [如图 2.3-9 (b) 所示] 等效。此电压源电压 U_S 为该有源二端网络的开路电压, 电阻 R_i 为将该有源二端网络中独立电源置零后所得网络的入端电阻。图 2.3-9 (b) 所示电路称为图 2.3-9 (a) 所示电路的戴维南等效电路。

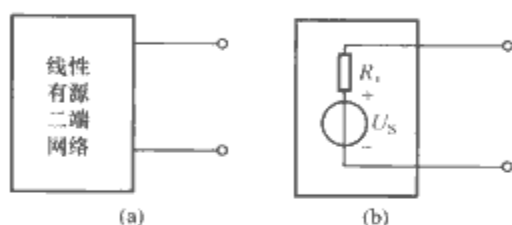


图 2.3-9 戴维南定理

(a) 线性有源二端网络; (b) 戴维南等效电路

求解开路电压的过程可能应用到电源等效变换、节点电压法、回路电流法、叠加定理等电路分析方法。如果二端网络中包含受控源, 则需用在端口加压求解端口电流的方法或求短路电流的方法求解入端电阻, 否则用串并联、Y-△等效变换和电桥平衡等方法即可。

戴维南定理可以看成一种对复杂电路的简化, 适用于电路中某一个元件变化时的该元件所在支路量的求解。在求负载最大功率和负载中电流的计算中经常用到戴维南定理。

在图 2.3-10 (a) 所示电路中, 求负载电阻 R_L 为何值时吸收最大功率并求该功率。很显然, 当负载电阻 R_L 等于从 R_L 两端向电源侧看入的戴维南入端电阻时获得最大功率。因此需要求从 R_L 两端向电源侧看入的戴维南等效电路。

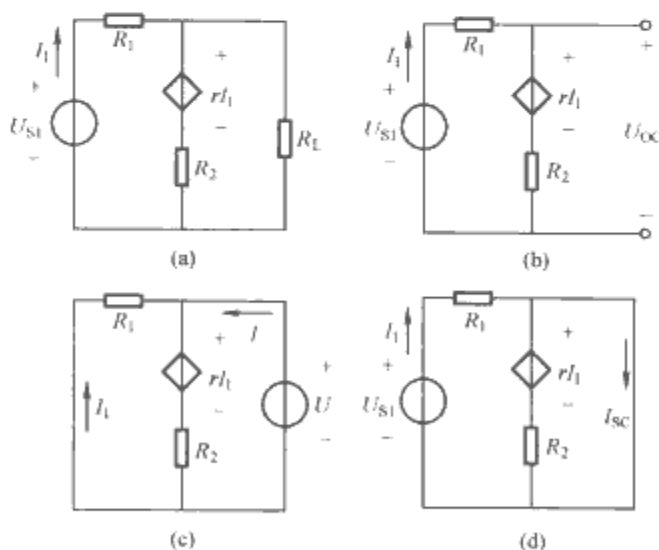


图 2.3-10 戴维南定理的应用

(a) 原电路; (b) 求开路电压用图; (c) 求内阻用图; (d) 求短路电流用图

求解开路电压的电路如图 2.3-10 (b) 所示。该电路为一串联电路, 可得到

$$(R_1 + R_2) I_1 + r I_1 = U_{S1}$$

$$I_1 = \frac{U_{S1}}{R_1 + R_2 + r}$$

因此开路电压为

$$U_{OC} = U_{S1} - I_1 R_1 = \frac{(R_2 + r) U_{S1}}{R_1 + R_2 + r}$$

用加压求流法求解入端电阻的电路如图 2.3-10 (c) 所示。可根据 KCL 和 KVL 列写并求解如下的方程组得到入端电阻

$$\begin{cases} I_1 = -\frac{U}{R_1} \\ (I + I_1) R_2 + r I_1 = U \end{cases}$$

$$R_{in} = \frac{U}{I} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2 + r}$$

用短路电流法求解入端电阻的电路如图 2.3-10 (d) 所示。可根据 KCL 和 KVL 列写并求解如下的方程组得到短路电流

$$\begin{cases} I_1 = \frac{U_{S1}}{R_1} \\ I_{SC} = I_1 + \frac{r I_1}{R_2} \end{cases}$$

$$I_{SC} = \frac{R_2 + r}{R_1 R_2} U_{S1}$$

利用求解出的开路电压可计算出入端电阻为

$$R_{in} = \frac{U_{OC}}{I_{SC}} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2 + r}$$

5 诺顿定理

任一线性有源二端网络 [如图 2.3-11 (a) 所示] 可以用一电流源和一电导并联的电路 [如图 2.3-11 (b) 所示] 等效。此电流源电流 I_S 为有源二端网络的短路电流, 电导 G_i 为将该有源二端网络中独立电源置零后所得网络的等效电导。图 2.3-11 (b) 所示电路称为图 2.3-11 (a) 所示电路的诺顿等效电路。

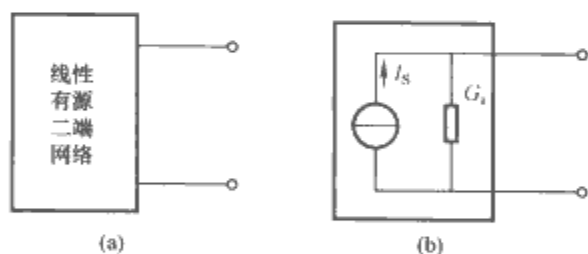


图 2.3-11 诺顿定理

(a) 线性有源二端网络; (b) 诺顿等效电路

求解诺顿等效电路的过程和求解戴维南等效电路的过程类似。诺顿定理同样是对复杂电路的简化, 适用于电路中某一个元件变化时的该元件所在支路量的求解和负载最大功率的计算等。

6 其他常用定理

6.1 替代定理

电路中, 如第 k 条支路电压为 u_k , 电流为 i_k , 那么这条支路就可以用一个电压等于 u_k 的独立电压源, 或者用一个电流等于 i_k 的独立电流源来替代, 替代后电路中其他各支路的电压和电流均保持不变。

图 2.3-12 (a) 电路中, 第 k 支路 (元件不限) 电压为 u_k , 电流为 i_k , 图 2.3-12 (b) 和图 2.3-12 (c) 中替代为电压源和电流源后, 任意复杂电路部分各支路的电压和电流均不变。

替代定理经常用于电路理论中其他定理的证明, 对于某

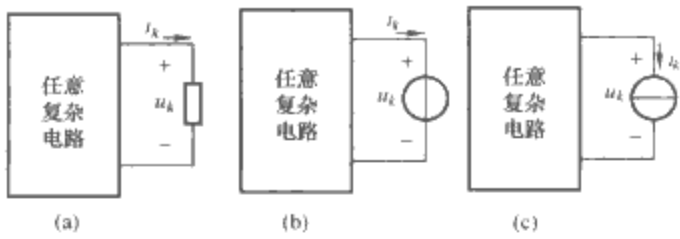


图 2.3-12 替代定理

(a) 原电路；(b) 用电压源替代；(c) 用电流源替代

些电路求解也有帮助。

6.2 特勒根定理

特勒根定理有两种表述形式：

(1) 对任一含有 n 个节点， b 条支路的电路，将每条支路的电流、电压取为关联方向，则有

$$\sum_{k=1}^b u_k i_k = 0 \quad (2.3-9)$$

由于 $u_k i_k$ 为第 k 条支路吸收的功率，故式 (2.3-9) 表示为电路的功率守恒。

(2) 两个具有相同拓扑结构，而元件可以完全不同的电路（如图 2.3-13 中 N 和 \hat{N} ），其支路电压和支路电流分别表示为 u, i 和 \hat{u}, \hat{i} 。对应支路取相同的参考方向，每条支路电压、电流取为关联方向，则特勒根定理的另一个形式为

$$\sum_{k=1}^b \hat{u}_k i_k = \sum_{k=1}^b u_k \hat{i}_k \quad (2.3-10)$$

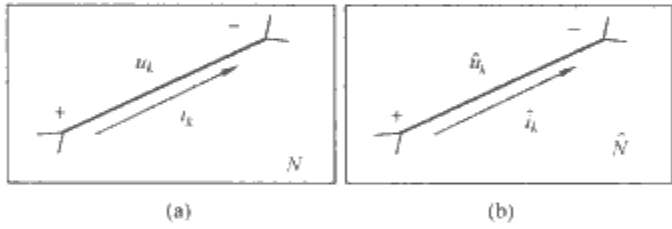


图 2.3-13 说明特勒根定理用图

(a) N 电路；(b) \hat{N} 电路

第 2 种形式的特勒根定理把一个电路中满足 KVL 的一组电压和另一个电路中的满足 KCL 的一组电流用数学形式联系起来。式 (2.3-10) 中的乘积项具有功率的量纲，因此第 2 种形式的特勒根定理也称为特勒根似功率守恒定理。

特勒根定理是从基尔霍夫定律推导得到的，因此应用范围非常普遍。它适用于任何集总参数电路，不论元件是线性还是非线性、时变还是非时变，激励源的种类是什么，特勒根定理总是成立的。特勒根定理是电路理论中一个重要的定理，经常用它证明其他的一些定理。

6.3 互易定理

互易性是线性物理系统的一个重要性质。线性电路中互易定理的表述如下。

对任一只有唯一独立电压源与线性电阻构成的网络，若第 k 条支路的独立电压源 u_{Sk} 在第 j 条支路产生电流响应为 i_j ，如图 2.3-14 (a) 所示。交换独立电压源和响应支路，若第 j 条支路独立电压源 u_{Sj} 在第 k 条支路产生电流响应为 i_k ，如图 2.3-14 (b) 所示，则这几个支路量之间满足

$$u_{Sk}(t) i_k(t) = u_{Sj}(t) i_j(t)$$

若 $u_{Sk} = u_{Sj}$ ，则 $i_k = i_j$ 。

如果将图 2.3-14 中激励变为电流源，响应变为开路电

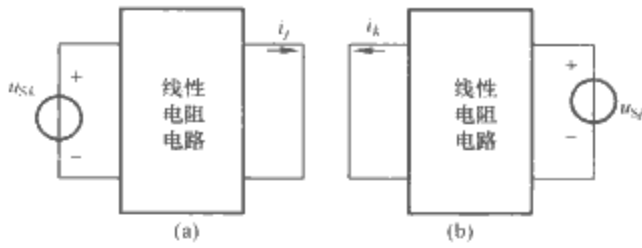


图 2.3-14 互易定理的第 1 种形式

(a) 独立电压源在左侧；(b) 独立电压源在右侧

压，如图 2.3-15 (a) 所示。交换独立电流源和响应支路开路电压，若第 j 条支路独立电流源 i_{Sj} 在第 k 条支路产生开路电压响应为 u_k ，如图 2.3-15 (b) 所示。

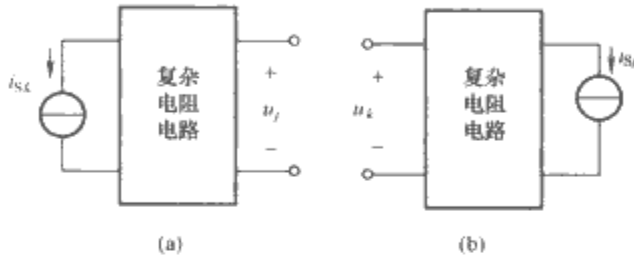


图 2.3-15 互易定理的第 2 种形式

(a) 独立电流源在左侧；(b) 独立电流源在右侧

图 2.3-15 所示几个支路量之间满足

$$i_{Sk}(t) u_k(t) = i_{Sj}(t) u_j(t)$$

需要指出，电路中有受控源时，互易定理不适用。

7 对偶电路与对偶原理

电路对偶有结构对偶、元件对偶、变量对偶和定律对偶等几种。

电路结构、电路变量和电路元件对偶关系见表 2.3-1。

表 2.3-1 电路的对偶

| 结构对偶 | 节点 | 串联 | Y 联结 | 开路 | 树枝 |
|------|-----|-------|------|------|------|
| | 网孔 | 并联 | △联结 | 短路 | 连支 |
| 电路元件 | 电阻 | 电容 | 电压源 | | |
| | 电导 | 电感 | 电流源 | | |
| 电路变量 | 电压 | 电荷 | 节点电压 | 基本割集 | 树枝电压 |
| | 电流 | 磁链 | 网孔电流 | 基本回路 | 连支电流 |
| 电路定律 | KCL | 戴维南定理 | | | |
| | KVL | 诺顿定理 | | | |

一个电路与其对偶电路在电路方程的表示形式上是相同的，图 2.3-16 (a) 和 (b) 互为对偶的电路。

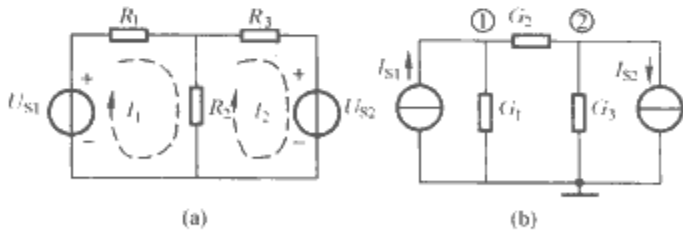


图 2.3-16 对偶的电路

(a) 原电路；(b) 对偶电路

按照图示回路列写图 2.3-16 (a) 所示电路的回路电流方程为

$$\begin{cases} (R_1 + R_2) I_1 - R_2 I_2 = U_{S1} \\ -R_2 I_1 + (R_2 + R_3) I_2 = -U_{S2} \end{cases}$$

按照图示节点列写图 2.3-16 (b) 所示电路的节点电压

方程为

$$\begin{cases} (G_1 + G_2)U_1 - G_2U_2 = I_{S1} \\ -G_2U_1 + (G_2 + G_3)U_2 = -I_{S2} \end{cases}$$

根据所列写的方程和表 2.3-1 所示的对偶关系可知, 图 2.3-16 (a) 和图 2.3-16 (b) 所示的两个电路互为对偶电路。

需要指出, 只有平面电路才有对偶电路。

对偶原理表述为:

任何两个互为对偶的电路 N 和 \hat{N} , 如有电路 N 的约束方程成立, 则将方程中所有各电路变量 (电压、电流等)、元件 (R 、 L 、 C 等)、网孔、节点等分别以与之对偶的电路变量 (电流、电压等)、元件 (G 、 C 、 L 等)、节点、网孔等替换, 所得的约束方程对 \hat{N} 成立。

第4章 非线性电阻电路分析

1 非线性电阻和非线性电阻电路

1.1 非线性电阻

关联参考方向下,非线性电阻接线端上的电压、电流呈过零点的非线性代数关系,可以一般性地表示为

$$u = f(i)$$

或

$$u = g(u)$$

其电路符号如图 2.4-1 所示。

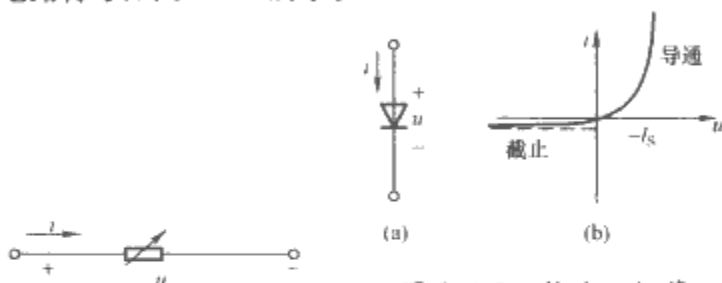


图 2.4-1 非线性电阻的符号

图 2.4-2 整流二极管

(a) 整流二极管的符号;
(b) 整流二极管的 $u-i$ 关系

整流二极管是一种常用的非线性电阻元件,其电路符号和 $u-i$ 关系分别如图 2.4-2 和式 (2.4-1) 所示。

$$i = I_S (e^{\frac{u}{U_{TH}}} - 1) \quad (2.4-1)$$

式中, U_{TH} 为常数 (典型值为 25mV), I_S 称为二极管的反向饱和电流 (硅二极管的典型 I_S 值为 10^{-12} A)。

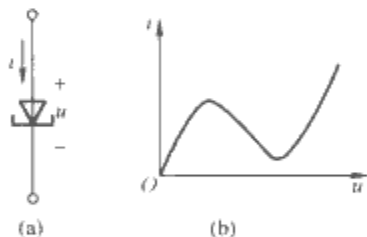


图 2.4-3 隧道二极管

(a) 隧道二极管的符号; (b) 隧道二极管的 $u-i$ 关系

隧道二极管是另一种非线性电阻元件,其电路符号和 $u-i$ 关系分别如图 2.4-3 和式 (2.4-2) 所示。

$$i = g(u) = a_0 u + a_1 u^2 + a_2 u^3 \quad (2.4-2)$$

式中, a_0 、 a_1 、 a_2 均为系数。观察隧道二极管的 $u-i$ 特性曲线可以发现,给定一个电压可求出唯一对应的电流,反之不然。这种非线性电阻称为“压控型”或“N型”。

充气二极管也是一种非线性电阻元件,其电路符号和

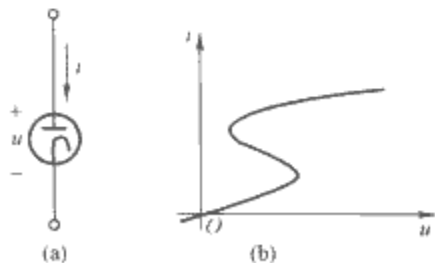


图 2.4-4 充气二极管

(a) 充气二极管的符号; (b) 充气二极管的 $u-i$ 关系

$u-i$ 关系分别如图 2.4-4 和式 (2.4-3) 所示。

$$u = f(i) = a_0 i + a_1 i^2 + a_2 i^3 \quad (2.4-3)$$

式中, a_0 、 a_1 、 a_2 均为系数。观察充气二极管的 $u-i$ 特性曲线可以发现,给定一个电流可求出唯一对应的电压,反之不然。这种非线性电阻称为“流控型”或“S型”。

1.2 非线性电阻的特点

与线性电阻相比,非线性电阻有更为丰富的电气特性。

1.2.1 非线性电阻的 $u-i$ 关系不满足齐次性和可加性

设非线性电阻 $u-i$ 关系为 $u = f(i) = 50i + 0.5i^3$,

$$i_1 = 2\text{A 时}, u = (50 \times 2 + 0.5 \times 2^3) \text{V} = 104\text{V}$$

$$i_2 = 10\text{A 时}, u = (50 \times 10 + 0.5 \times 10^3) \text{V} = 1000\text{V}$$

$$\neq 104\text{V} \times 5$$

因此不满足齐次性。

$$i = i_1 + i_2 = 12\text{A 时}, u = (50 \times 12 + 0.5 \times 12^3) \text{V} = 1464\text{V} \neq$$

$$104\text{V} + 1000\text{V}$$

因此不满足可加性。

由于非线性电阻不满足齐次性和可加性,线性电路特有的分析方法和定理对非线性电阻电路不再适用。

1.2.2 非线性电阻能够产生与输入信号不同的频率成分

设非线性电阻 $u-i$ 关系为 $u = f(i) = 50i + 0.5i^3$, 激励为 $i = 2\sin(2\pi \times 50t)$ A, 则电阻端电压为

$$u = [50 \times 2 \times \sin(2\pi \times 50t) + 0.5 \times 8 \times \sin^3(2\pi \times 50t)] \text{V}$$

$$= [103 \times \sin(2\pi \times 50t) - \sin(2\pi \times 150t)] \text{V}$$

电压中出现了除激励频率 50Hz 外的 3 倍频率 150Hz。

可以看出,信号经非线性电阻作用后产生了新的频率成分。在电力系统中通常不希望出现这种运行情况,而在通信电子系统中经常利用这一原理获取倍频信号。

1.2.3 将非线性电阻的 $u-i$ 关系在某点进行台劳展开,如果可忽略高阶项,则该点附近的小扰动及其响应之间为线性关系

设非线性电阻 $u-i$ 关系为 $u = f(i) = 50i + 0.5i^3$, 激励为 $i = 2.01\text{A}$, 则电阻端电压为

$$u = f(2 + 0.01)$$

$$= 50 \times (2 + 0.01) + 0.5 \times (2 + 0.01)^3$$

$$= 50 \times 2 + 0.5 \times 2^3 + 50 \times 0.01 + 0.5 \times 3 \times 2^2 \times 0.01 +$$

$$0.5 \times 3 \times 2 \times 0.01^2 + 0.5 \times 0.01^3$$

$$\approx 50 \times 2 + 0.5 \times 2^3 + 56 \times 0.01$$

$$= f(2) + 56 \times 0.01$$

即如果非线性电阻的激励为大直流与小交流信号之和,则在误差许可的范围内,可认为小交流信号是作用在一个线性电阻上。该线性电阻的阻值为非线性电阻在直流激励处进行台劳展开的一阶系数。

非线性电阻的上述特性非常有助于设计和分析小信号电路。

1.3 非线性电阻电路及其解的存在唯一性

线性电阻电路的求解对应着线性代数方程组的求解。对于 n 个节点, b 条支路的电路来说,一般可以找到 $n-1$ 个独立的 KCL 方程和 $b-n+1$ 个独立的 KVL 方程,再加上 b

个元件约束,可以列写出 $2b$ 个独立线性代数方程,从而求出所有支路量的唯一解。与线性电阻电路不同,非线性电阻电路对应着非线性代数方程组,可能有多解或没有解。

图 2.4-5 (a) 就是包含隧道二极管的多解电路。根据图 2.4-5 (b) 所示的 $u-i$ 关系可以看出,该电路可能存在 A、B、C 这 3 个解。

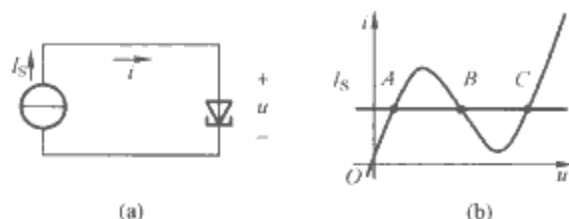


图 2.4-5 包含隧道二极管的多解电路
(a) 多解电路; (b) $u-i$ 关系

另一方面,非线性电阻也可能无解。图 2.4-6 (a) 就是包含整流二极管的无解电路。根据图 2.4-6 (b) 所示的 $u-i$ 关系可以看出,该电路无解。

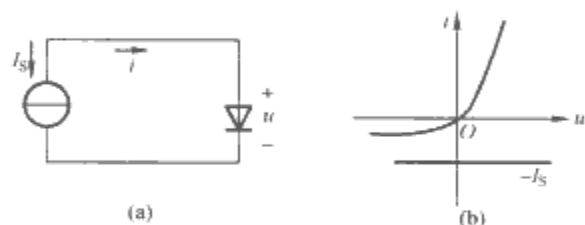


图 2.4-6 包含整流二极管的无解电路
(a) 无解电路; (b) $u-i$ 关系

由于非线性电阻电路存在多解和无解的可能,因此研究非线性电阻电路解的存在唯一性就成为很重要的问题,下面介绍其中的一个充分条件。

首先需要定义严格递增电阻,如果在一个电阻的 $u-i$ 特性曲线上找任意两点 (u_1, i_1) 和 (u_2, i_2) 都满足

$$(u_2 - u_1)(i_2 - i_1) > 0$$

则该电阻称为严格递增电阻。图 2.4-7 给出了一个严格递增电阻的例子,不失一般性,在图中设 $u_2 > u_1$ 。

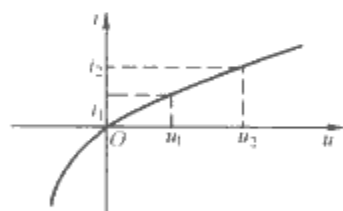


图 2.4-7 严格递增电阻

非线性电阻电路存在唯一解的一个充分条件是:

(1) 电路中的每个电阻都是严格递增电阻,而且每个电阻的电压 $u \rightarrow \infty$ 时,电

流 $i \rightarrow \infty$ 。

(2) 电路中不存在仅由独立电压源构成的回路和仅由独立电流源构成的割集。

2 列方程求解非线性电阻电路

与线性电阻电路一样,原则上只需确定电路的拓扑结构和元件约束,就可以列写出关于支路量的代数方程,求解该方程即可得出电路的解。

举例如下:非线性电阻电路如图 2.4-8 所示,已知二极管的伏安特性为 $i = I_S(e^{\frac{u}{U_{TH}}} - 1)$,求二极管的端电压 u 。

应用 KVL 和元件特性可知

$$\frac{U_S - u}{R} = I_S(e^{\frac{u}{U_{TH}}} - 1) \quad (2.4-4)$$

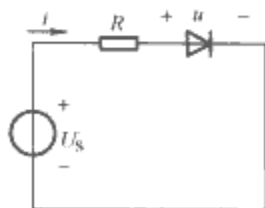


图 2.4-8 直接列方程求解非线性电阻电路

显然,式 (2.4-4) 是一个关于 u 的超越方程,目前没有方法能够得到这种方程的解析解。

节点电压法是以节点电压为变量列写节点的 KCL 方程,压控型的非线性电阻较易应用节点法来列写方程。

图 2.4-9 中已知 $i_3 = 5u_3^3$, $i_4 = 10u_4^{1/3}$, $i_5 = 15u_5^{1/5}$,用节点电压法列写电路的方程。

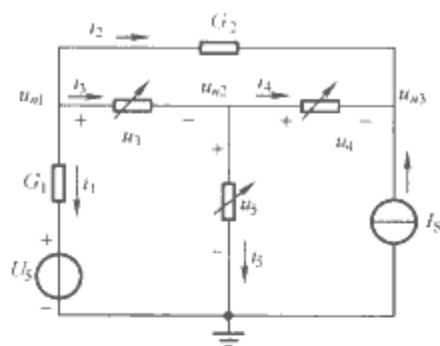


图 2.4-9 节点法列非线性电阻电路方程

节点的选择如图 2.4-9 所示,结合元件约束和 KVL,在 3 个节点上应用 KCL,得

$$\begin{aligned} G_1(u_{n1} - U_S) + G_2(u_{n1} - u_{n3}) + 5(u_{n1} - u_{n2})^3 &= 0 \\ -5(u_{n1} - u_{n2})^3 + 10(u_{n2} - u_{n3})^{1/3} + 15u_{n2}^{1/5} &= 0 \\ -10(u_{n2} - u_{n3})^{1/3} - G_2(u_{n1} - u_{n2}) - I_S &= 0 \end{aligned}$$

于是得到了 3 个关于节点电压的非线性代数方程,但通常需要用数值法才能求解。

回路电流法是以回路电流为变量列写独立回路的 KVL 方程,流控型的非线性电阻电路较易应用回路法来列方程。

用回路电流法列写图 2.4-10 所示电路的方程,已知非线性电阻 $u_3 = 20i_3^3$ 。

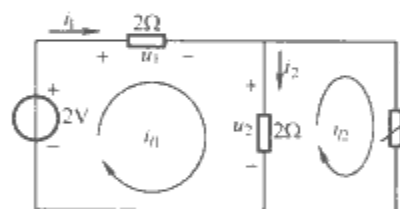


图 2.4-10 回路法列非线性电阻电路方程

回路的选择如图 2.4-10 所示,在两个回路上应用 KVL 和元件约束得

$$\begin{aligned} 4i_{l1} - 2i_{l2} &= 2 \\ -2(i_{l1} - i_{l2}) + 20i_3^3 &= 0 \end{aligned}$$

于是得到了两个关于回路电流的非线性代数方程,但通常需要用数值法才能求解。

一般来说,要得到非线性代数方程(组)解的解析表达式是很困难的,一般应用数值算法求解,其中最主要的方法包括牛顿法、高斯-塞德尔叠代法等。

3 非线性电阻电路的图解法

图 2.4-11 所示电路中 A、B 左端电路端口的 $u-i$ 关系为

$$u = U_S - R_S i$$

右端电路端口的 $u-i$ 关系为

$$i = I_S(e^{\frac{u}{U_{TH}}} - 1)$$

分别画出这两个函数关系所表示的伏安特性,如图 2.4-12 所示。

图中两条特性曲线的交点确定了电路中二极管两端的电压和流经二极管的电流,通常称该点为工作点。

当电路中只含有一个非线性电阻时,可以先求从非线性电阻两端看入的戴维南等效电路,然后在非线性电阻的 $u-i$

特性图中画出戴维南等效电路的 $u-i$ 特性曲线,二者的交点即确定了该电路中非线性电阻两端的电压和流经非线性电阻的电流,这种方法被称为非线性电阻电路的图解法。

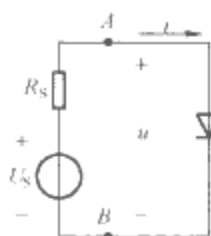


图 2.4-11 含二极管的电路

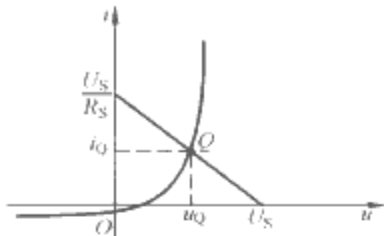


图 2.4-12 图 2.4-11 电路的图解法

4 非线性电阻电路的分段线性法

非线性电阻电路的分段线性化从简化非线性电阻的模型入手,使其 $u-i$ 特性曲线在一定范围内是直线,整个 $u-i$ 特性曲线变为连续的折线。这样得到的模型称为非线性电阻的分段线性模型,如图 2.4-13 所示。

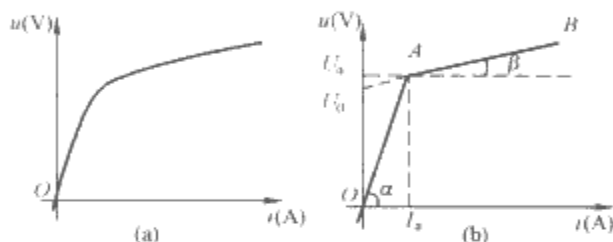


图 2.4-13 非线性电阻 $u-i$

特性曲线的分段线性简化

(a) 实际 $u-i$ 特性曲线;

(b) 简化为两段直线后的 $u-i$ 特性曲线

以图 2.4-13 为例,如果已知该非线性电阻工作在 OA 段,则显然可以在原电路中用一个线性电阻替换这个非线性电阻,其阻值为

$$R_a = \tan \alpha \quad (2.4-5)$$

式 (2.4-5) 对应的子电路如图 2.4-14 (a) 所示。

如果已知该非线性电阻工作在 AB 段,则可以沿 $B \rightarrow A$ 方向延长该直线与 u 轴交与 U_0 点。在原电路中可用一个线性电阻与独立电压源的串联替换这个非线性电阻,其 $u-i$ 关系为

$$u = U_0 + iR_b, R_b = \tan \beta \quad (2.4-6)$$

式 (2.4-6) 对应的子电路如图 2.4-14 (b) 所示。

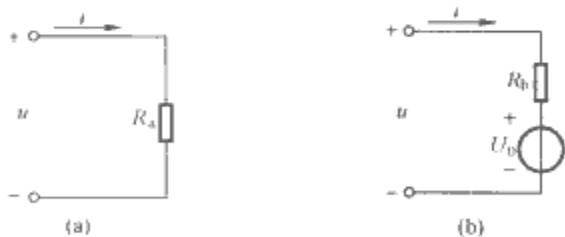


图 2.4-14 图 2.4-13 (b) 对应的等效子电路

(a) OA 段对应的等效子电路;

(b) AB 段对应的等效子电路

显然,用图 2.4-13 (b) 中的 OA 和 AB 两段直线来替代图 2.4-13 (a) 中的曲线是有误差的。是否采用这样的模型简化方法要视引起的误差是否在工程许可的范围内而定。此外,如果对简化模型的精度不满意,也可以进一步增加折线的数量。采用这种方法,理论上可以满足任意精度的要求,但电路的求解随分段数量的增加而越来越复杂。因此在应用分段线性法求解非线性电阻电路时需要在精度和速度中寻求折中。

问题是该非线性电阻究竟工作在图 2.4-13 (b) 所示的分段线性模型的哪一段,需要完整地写出该非线性电阻的 $u-i$ 关系

$$\left. \begin{aligned} u &= iR_a, R_a = \tan \alpha, (i < I_a) \\ u &= U_0 + iR_b, R_b = \tan \beta, (i > I_a) \end{aligned} \right\} \quad (2.4-7)$$

式 (2.4-7) 给出了对非线性电阻的分段线性模型的完整描述。由于不知道该非线性电阻工作在哪段,因此只能先假设其工作于某段,应用该段的线性等效模型,求解电路得到一个解答,然后要判断该解答是否满足工作在该段模型的条件。如果满足,则假设成立,求解完毕;如果不满足,则假设不成立,假设其工作于另一段,继续上述过程,直到求解完毕为止。这种基于“假设—检验”的方法是用分段线性模型求解非线性电阻电路的一种有效方法。

需要指出,一方面由于非线性电阻电路本身可能多解或无解,另一方面用分段线性模型来代替原来的非线性模型也可能产生多解或无解,从而使得上述“假设”—“检验”过程可能得出该非线性元件满足多个区段条件或不满足任何区段条件的情况。对于这种情况的讨论超出了本书的范围。本节中始终假设非线性电阻电路本身存在唯一解,分段线性模型覆盖了非线性电阻所有工作范围,不会产生多解或无解的情况。

图 2.4-15 中已知非线性电阻伏安特性分为两段,已知当 $i < 1A$ 时 $u = 2i$, $i > 1A$ 时 $u = i + 1$,求该电路中的电压 u 。

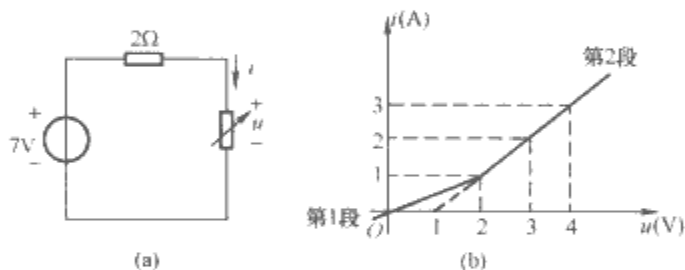


图 2.4-15 非线性电阻电路和

非线性电阻的分段线性模型

(a) 电路; (b) 非线性电阻的分段线性模型

假设非线性电阻工作在第 1 段,条件为 $i < 1A$,得到的线性电阻电路如图 2.4-16 (a) 所示,可求得 $i = 1.75A > 1A$,因此假设错误。

假设非线性电阻工作在第 2 段,条件为 $i > 1A$,得到的线性电阻电路如图 2.4-16 (b) 所示,可求得 $i = 2A > 1A$,因此假设正确。 $u = (1 + 2 \times 1) V = 3V$ 。

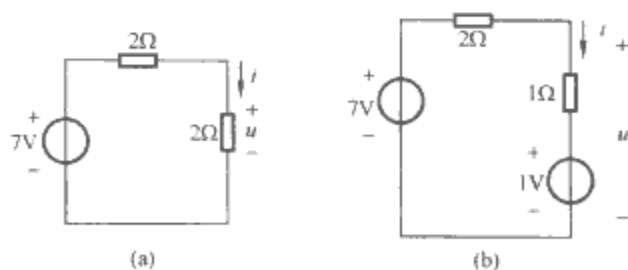


图 2.4-16 图 2.4-15 所示电路在两段中的等效电路

(a) 第 1 段等效电路; (b) 第 2 段等效电路

5 非线性电阻电路的小信号法

前面 3 节从不同的角度讨论了非线性电阻电路的解法。本节讨论一种特殊的情况,即存在小扰动的直流激励非线性电阻电路,这是实际工程中经常遇到的情况。在这种电路中,人们非常关心小扰动引起的响应。第 1 节讨论非线性电

阻的特点得出结论: 如果非线性电阻的激励由直流和交流两部分组成, 同时交流信号的工作范围比较小, 则交流小信号是作用在其工作点附近线性电阻上。一般的小信号电路如图 2.4-17 所示。

其中 U_S 是理想直流独立电压源 (即偏置电压), $\Delta u_S(t)$ 表示待放大的足够小的小信号, R_S 表示电源的线性内阻, $i=g(u)$ 表示压控型非线性电阻的 $u-i$ 关系。在图 2.4-17 中列写 KVL 方程得到

$$U_S + \Delta u_S(t) = R_S i + u \quad (2.4-8)$$

我们用 3 步来分析图 2.4-17 所示电路。

第 1 步, 仅考虑直流激励 U_S 的作用, 即求非线性电阻的工作点。这时不考虑小信号 $\Delta u_S(t)$, 得到的电路如图 2.4-18 所示。

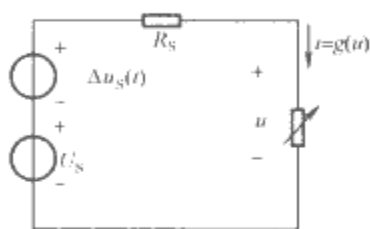


图 2.4-17 一般的小信号电路

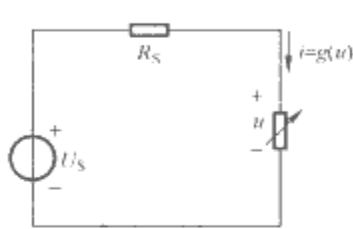


图 2.4-18 图 2.4-17 所示电路求工作点的电路

设求解出的非线性电阻的工作点为 (U_0, I_0) 。

第 2 步, 分析 $\Delta u_S(t)$ 的影响。由于 U_S 和 $\Delta u_S(t)$ 的共同作用, 非线性电阻的激励为

$$u = U_0 + \Delta u(t) \quad (2.4-9)$$

对非线性电阻的 $u-i$ 关系 $i=g(u)$ 在 U_0 点进行台劳展开有

$$\begin{aligned} i &= g[U_0 + \Delta u(t)] \approx g(U_0) + g'(U_0)\Delta u(t) \\ &= I_0 + \Delta i(t) \end{aligned} \quad (2.4-10)$$

将式 (2.4-9) 和式 (2.4-10) 代入式 (2.4-8) 并进行化简得到

$$\begin{aligned} \Delta u_S(t) &= R_S \Delta i(t) + \Delta u(t) \\ \Delta i(t) &= g'(U_0) \Delta u(t) \end{aligned} \quad (2.4-11)$$

式 (2.4-11) 表示了一个线性电阻电路的 KVL 方程, 其中有一个线性电阻的电阻值为 $1/g'(U_0)$ 。仔细观察式 (2.4-11) 还可以发现, 如果我们把图 2.4-17 所示电路中的直流激励去掉, 非线性电阻换为线性电阻 $1/g'(U_0)$, 则可以构成满足式 (2.4-11) 的等效电路, 如图 2.4-19 所示。

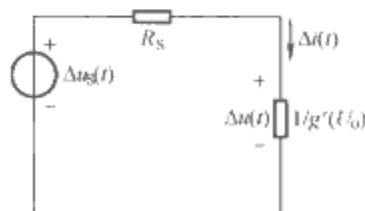


图 2.4-19 图 2.4-17 所示电路的小信号等效电路

由于图 2.4-19 中只包含了小信号激励及响应, 因此被称为小信号等效电路。图 2.4-19 是一个线性电阻电路, 因此所有适用于线性电阻电路的分析手段均可用于分析该电路, 最终求得 $\Delta u(t)$ 和 $\Delta i(t)$ 。

第 3 步, 根据式 (2.4-9) 和式 (2.4-10), 将第 1 步求解非线性电阻电路得到的工作点 (U_0, I_0) 和第 2 步求解线性电阻电路得到的小信号解 $\Delta u(t)$ 和 $\Delta i(t)$ 进行整合得到最终的解 u 和 i 。

研究将式 (2.4-9) 和式 (2.4-10) 代入式 (2.4-8) 并化简的过程可以发现, 无论是求工作点的非线性电阻电路, 还是求小信号响应的线性电阻电路, 电路的 KCL、KVL 关系没有改变, 即电路的拓扑结构没有改变, 改变的只是部分

元件参数。于是只需研究在小信号激励情况下常见元件的 $u-i$ 关系是否发生改变即可。观察式 (2.4-11) 可知, 元件在小信号电路中的性质由其在台劳展开的一阶项系数确定。下面分析若干元件的小信号电路模型。

对于非线性电阻, 不失一般性, 设其为流控型, $u-i$ 关系为 $u=f(i)$, 则其在小信号电路中是一个线性电阻, $u-i$ 关系为

$$\Delta u(t) = \left. \frac{df(i)}{di} \right|_{i=I_0} \Delta i(t)$$

其中 I_0 是其工作点电流。压控型电阻也可得到类似的结论。

定义 $R_d = \left. \frac{df(i)}{di} \right|_{i=I_0}$ 为非线性电阻的动态电阻, 与之

对应的静态电阻定义为 $R_S = \frac{U_0}{I_0}$, 二者的比较如图 2.4-20 所示。

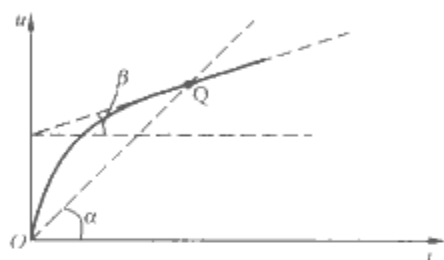


图 2.4-20 静态电阻和动态电阻

其中 Q 为工作点, 从图 2.4-20 可以清楚地看出静态电阻与动态电阻二者的区别和联系。图 2.4-5 (b) 中 B 点所在位置的静态电阻为正, 而动态电阻为负。要想在一定范围内产生负的静态电阻, 一定需要有源器件。

对于提供直流偏置的理想直流独立电压源和电流源来说, 它们的作用体现在求解工作点电路中, 其输出不会因为小信号激励而发生改变, 即在小信号电路中理想直流独立电压源和电流源不作用。也就是说, 电压源表现为短路, 电流源表现为开路。

现以非线性的压控电流源为例说明非线性受控源在小信号电路中的模型。设非线性压控电流源为 $i=f(u_1)$, 其中 u_1 为控制量。类似于非线性电阻的处理方法, 其 $u-i$ 关系在工作点台劳展开一阶项的系数即为其小信号电路模型中线性压控电流源的系数

$$\Delta i(t) = \left. \frac{df(u_1)}{du_1} \right|_{u_1=U_1} \Delta u_1(t) \quad (2.4-12)$$

其中 U_1 是其控制量的工作点电压。

对于线性受控源来说, 仍以线性压控电流源为例, 其中 $i=gu_1$, 代入式 (2.4-12) 可知在小信号电路中仍为线性压控电流源, 控制系数不变。

举例如下: 图 2.4-21 所示电路中, 已知 $e(t) = 7 + E_m \sin \omega t$, $\omega = 100 \text{ rad/s}$, E_m 足够小, $R_1 = 2 \Omega$ 。非线性电阻 r_2 的 $u-i$ 关系为: $u_2 = i_2 + 2i_2^3$, r_3 的 $u-i$ 关系为: $u_3 = 2i_3 + i_3^3$ 。求电压 u_2 和电流 i_1 、 i_2 、 i_3 。

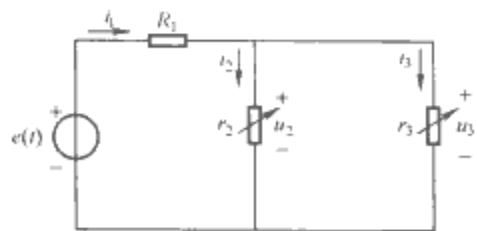


图 2.4-21 用小信号法分析非线性电阻电路

(1) 画直流激励作用电路如图 2.4-22 所示, 求各电压、电流。

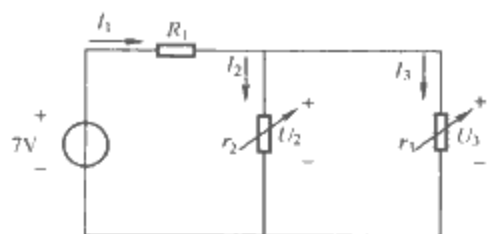


图 2.4-22 图 2.4-21 电路求工作点的电路

利用 KCL、KVL 和元件约束得到下面的方程

$$2I_1 + U_2 = 7$$

$$U_2 = U_3$$

$$I_1 = I_2 + I_3$$

$$U_2 = I_2 + 2I_2^3$$

$$U_3 = 2I_3 + I_3^3$$

解出直流激励下各电压、电流为

$$I_1 = 2\text{A}, I_2 = 1\text{A}, I_3 = 1\text{A}, U_2 = 3\text{V}, U_3 = 3\text{V}.$$

(2) 画出小信号工作电路, 求小信号作用下的响应。先求两个非线性电阻的小信号电路模型(工作点处的动态电阻)

$$R_{2d} = \left. \frac{du_2}{di_2} \right|_{i_2=I_2} = 1 + 6I_2^2 \Big|_{I_2=1\text{A}} = 7\Omega$$

$$R_{3d} = \left. \frac{du_3}{di_3} \right|_{i_3=I_3} = 2 + 3I_3^2 \Big|_{I_3=1\text{A}} = 5\Omega$$

画出小信号电路如图 2.4-23 所示。

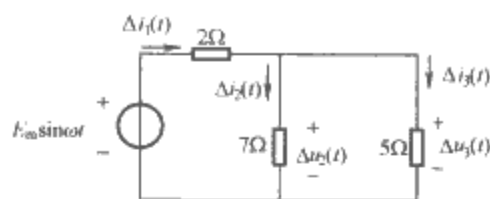


图 2.4-23 图 2.4-21 电路的小信号电路

图 2.4-23 是简单串并联电路, 可求解出

$$\Delta i_1 = E_m \sin \omega t / (2 + 5 // 7) = 0.203 E_m \sin \omega t$$

$$\Delta i_2 = \Delta i_1 \times 5/12 = 0.0847 E_m \sin \omega t$$

$$\Delta i_3 = \Delta i_1 \times 7/12 = 0.118 E_m \sin \omega t$$

$$\Delta u_2 = 7 \times \Delta i_2 = 0.593 E_m \sin \omega t$$

(3) 合成

$$i_1 = 2 + 0.203 E_m \sin \omega t \quad i_2 = 1 + 0.0847 E_m \sin \omega t$$

$$i_3 = 1 + 0.118 E_m \sin \omega t \quad u_2 = 3 + 0.593 E_m \sin \omega t$$

第5章 正弦稳态分析

正弦稳态电路是指在相同频率正弦交流电源激励下处于稳态的线性非时变电路。正弦稳态电路中各支路的电流或电压都是与电源同频率的正弦量。本章首先介绍正弦量、正弦稳态电路的相量法及正弦稳态电路的功率,随后介绍三相电路、含有互感元件的电路、正弦稳态电路的频率特性和谐振现象,最后介绍非正弦周期电源激励下的稳态电路。

1 正弦电流(电压)

按正弦规律随时间变化的电流(电压)称为正弦电流(电压),正弦电流波形如图 2.5-1 所示。

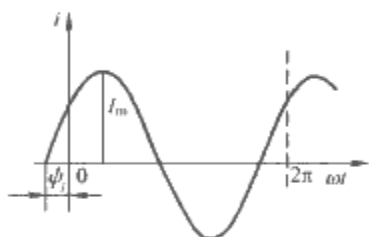


图 2.5-1 正弦电流波形图

1.1 正弦电流(电压)的表达式

正弦电流的表达式为

$$i = I_m \sin(\omega t + \phi_i)$$

$$\omega = 2\pi f = 2\pi/T$$

式中: I_m 为正弦电流的最大值(或幅值); ω 为正弦电流的角频率; f 为频率; T 为周期; ϕ_i 为正弦电流的初相位, $(\omega t + \phi_i)$ 称为相位。

I_m 、 ω 、 ϕ_i 称为正弦量的三要素。

同理可以写出正弦电压的表达式为

$$u = U_m \sin(\omega t + \phi_u)$$

在正弦稳态分析中,要求解某支路的正弦电流或电压,就是要确定它们的三个要素。

1.2 正弦电流(电压)的有效值

工程上常用一个与周期电流平均热效应相等的直流电流来衡量该周期电流的大小,这一直流电流定义为周期电流的有效值。周期电流 i 的有效值定义公式为

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}$$

正弦电流属于周期电流,其有效值可由上式确定为

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [I_m \sin(\omega t + \phi_i)]^2 dt} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = 0.707 I_m \quad (2.5-1)$$

式(2.5-1)表明正弦电流的最大值是有效值的 $\sqrt{2}$ 倍,因此正弦电流表达式通常写为

$$i = \sqrt{2} I \sin(\omega t + \phi_i)$$

电工设备标称的额定电压、电流和交流电压表、电流表的读数均为正弦电流或电压的有效值,有效值也称为方均根值。

同理,正弦电压的有效值亦可表示为

$$U = \frac{U_m}{\sqrt{2}} = 0.707 U_m$$

1.3 正弦电流(电压)的相位差

两个同频正弦电流(电压)的相位之差称为相位差。若已知两同频正弦电压分别为 $u_1 = \sqrt{2} U_1 \sin(\omega t + \phi_1)$ 和 $u_2 = \sqrt{2} U_2 \sin(\omega t + \phi_2)$, 它们的相位差 φ 为

$$\varphi = (\omega t + \phi_1) - (\omega t + \phi_2) = \phi_1 - \phi_2 \quad (2.5-2)$$

式(2.5-2)表明两个同频正弦电流(电压)的相位差就等于它们的初相位之差。相位差的取值范围是 $|\varphi| \leq 180^\circ$ 。当 $\varphi > 0$ 时,称电压 u_1 超前电压 u_2 ; 当 $\varphi < 0$ 时,称电压 u_1 滞后电压 u_2 ; 当 $\varphi = 0$ 时,称电压 u_1 与电压 u_2 同相; 当 $|\varphi| = 180^\circ$ 时,称电压 u_1 与电压 u_2 反相。

2 正弦稳态电路的相量分析方法

2.1 正弦电流(电压)的相量

根据欧拉公式,正弦电流可表示为

$$i(t) = I_m \sin(\omega t + \phi_i) = \text{Im} [I_m e^{j(\omega t + \phi_i)}]$$

$$= \text{Im} [\sqrt{2} I e^{j\phi_i} e^{j\omega t}] = \text{Im} [\sqrt{2} \underline{I} e^{j\omega t}]$$

其中

$$\underline{I} = I e^{j\phi_i} = I / \phi_i$$

式中: \underline{I} 为正弦电流 $i(t)$ 对应的相量。

正弦电流(电压)的相量是以正弦电流(电压)的有效值为模、以正弦电流(电压)的初相位为幅角的复数,正弦电流(电压)与其对应的相量具有一一对应的关系。

同理,可写出正弦电压的相量,若正弦电压为

$$u = \sqrt{2} U \sin(\omega t + \phi_u)$$

则其相量可表示为

$$\underline{U} = U e^{j\phi_u} = U / \phi_u$$

由于正弦稳态电路中各支路的电流或电压都是与电源同频率的正弦量。因此,要求解正弦电流或电压,只需确定它的有效值和初相位就可以了。正弦电流(电压)的相量恰好包含了这两个要素,这就使得同频正弦电流或电压(三角函数)的计算可以转化为对应的相量(复数)计算,从而达到简化计算的目的。

正弦电流(电压)的相量可以在复平面上用图形来直观表示,称其为相量图,相量图是定性分析正弦稳态电路的重要工具。上述正弦电流、电压相量图如图 2.5-2 所示。



图 2.5-2 相量图

2.2 基尔霍夫定律的相量形式

由于同频正弦电流或电压的代数和可以通过其对应的相量的代数和来求出,因此可以导出正弦交流电路中基尔霍夫电流定律(KCL)和基尔霍夫电压定律(KVL)的相量形式如下:

基尔霍夫电流定律的相量形式为 $\sum \underline{I}=0$ ，基尔霍夫电压定律的相量形式为 $\sum \underline{U}=0$ 。

基尔霍夫电流定律 (KCL) 和基尔霍夫电压定律 (KVL) 的相量形式只是将时域中的正弦电压、电流换成对应的相量。

2.3 电路元件的相量模型

正弦稳态电路中，电路元件上的电压、电流均为与激励同频率的正弦量。当电压、电流采用相量形式时，描述电路元件上电压相量和电流相量之间关系的电路模型称为电路元件的相量模型。

表 2.5-1 给出了主要电路元件的相量模型、电路元件上电压电流的相量关系式和对应的相量图。

表 2.5-1 电路元件的相量模型、相量关系式和相量图

| 电路元件 | 相量模型 | 相量关系式 | 相量图 |
|--------|------|--|-----|
| 电阻 R | | $\underline{U}=R\underline{I}$ $\underline{I}=G\underline{U}$ | |
| 电感 L | | $\underline{U}=j\omega L\underline{I}=\underline{jX_L}\underline{I}$ $\underline{I}=-j\frac{1}{\omega L}\underline{U}=\underline{jB_L}\underline{U}$ $X_L=\omega L$ 称为感抗 $B_L=1/\omega L$ 称为感纳 | |
| 电容 C | | $\underline{U}=j\frac{1}{\omega C}\underline{I}=\underline{jX_C}\underline{I}$ $\underline{I}=j\omega C\underline{U}=\underline{jB_C}\underline{U}$ $X_C=\frac{1}{\omega C}$ 称为容抗 $B_C=\omega C$ 称为容纳 | |

2.4 阻抗和导纳

图 2.5-3 (a) 所示为一内部不含独立电源的二端 (或称一端口) 网络，端口电压、电流分别为 $u=\sqrt{2}U\sin(\omega t+\phi_u)$ 和 $i=\sqrt{2}I\sin(\omega t+\phi_i)$ ，其阻抗 Z 定义为端口电压相量和电流相量之比，即

$$Z=\frac{\underline{U}}{\underline{I}}=R+jX=|Z|\angle\varphi$$

式中：阻抗 Z 的实部 R 称为等效电阻，虚部 X 称为等效电抗； $|Z|$ 称为阻抗的模， φ 称为阻抗角。 R 、 X 、 $|Z|$ 、 φ 满足如下的关系

$$|Z|=\sqrt{R^2+X^2}, \varphi=\arctan\frac{X}{R}$$

或
$$\begin{cases} R=|Z|\cos\varphi \\ |X|=|Z|\sin\varphi \end{cases}$$

上述二端网络的相量模型如图 2.5-3 (b) 所示，阻抗的单位名称是欧姆 (Ω)。

图 2.5-3 (a) 所示不含独立电源的二端 (或称一端口)



图 2.5-3 说明阻抗导纳用图
(a) 不含独立源的二端网络；(b) 等效阻抗

网络，其导纳 Y 定义为端口电流相量和电压相量之比，即

$$Y=\frac{\underline{I}}{\underline{U}}=G+jB=|Y|\angle\varphi'$$

式中：导纳 Y 的实部 G 称为等效电导，虚部 B 称为等效电纳； $|Y|$ 称为导纳的模， φ' 称为导纳角。 G 、 B 、 $|Y|$ 、 φ' 满足的关系与阻抗类似。导纳的单位名称是西门子 (S)。

从阻抗和导纳的定义可以看出，同一二端网络的阻抗和导纳具有互为倒数的关系，即

$$Z=\frac{1}{Y} \text{ 或 } Y=\frac{1}{Z}$$

因此同一二端网络的阻抗和导纳是可以等效互换的。

电阻、电感、电容的阻抗和导纳分别为

$$Z_R=R, Z_L=j\omega L, Z_C=\frac{1}{j\omega C}$$

和
$$Y_R=\frac{1}{R}, Y_L=\frac{1}{j\omega L}, Y_C=j\omega C$$

表 2.5-2 中给出了几个通过电阻、电感、电容串并联形成的二端网络的等效阻抗和等效导纳及对应的相量模型。

表 2.5-2 电阻、电感、电容串并联网络的等效阻抗和导纳

| 电 路 | 相量模型 | 阻抗和导纳 |
|--------------------|------|---|
| R 、 L 串联 | | $Z=R+j\omega L$ |
| R 、 C 并联 | | $Y=\frac{1}{R}+j\omega C$ |
| R 、 L 、 C 串联 | | $Z=R+j\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)$ |
| R 、 L 、 C 并联 | | $Y=\frac{1}{R}+j\left(\omega C-\frac{1}{\omega L}\right)$ |

2.5 正弦稳态电路的相量分析

电路分析的基础是基尔霍夫电流定律 (KCL)、基尔霍夫电压定律 (KVL) 和元件或支路上的电压、电流关系。对电阻电路来说，即为

$$\begin{cases} \sum u=0 \\ \sum i=0 \\ u=Ri \end{cases}$$

在正弦稳态电路采用相量分析时，相量形式的基尔霍夫电流定律 (KCL)、基尔霍夫电压定律 (KVL) 和元件或支路上的电压和电流关系可表示为

$$\begin{cases} \sum \underline{U}=0 \\ \sum \underline{I}=0 \\ \underline{U}=\underline{Z}\underline{I} \end{cases}$$

比较上面两组关系式，可以发现它们的表示形式是相同的。因此，电阻电路分析中所介绍的分析方法和定理都可以很容易地推广到正弦稳态电路的相量分析中，只需将电阻电路中的电压电流换成正弦电压电流的相量、将电阻 (或电导) 换成元件或支路的复数阻抗 (或导纳) 就可以了。下面

举例说明。

(1) 试确定图 2.5-4 所示电路中各支路的电流。

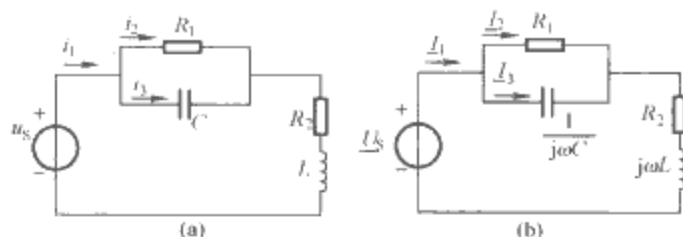


图 2.5-4 电路的时域模型和相量模型
(a) 电路的时域模型; (b) 电路的相量模型

将图 2.5-4 (a) 所示电路中的电压、电流均采用相量形式, 各电路元件均采用复数阻抗形式, 从而得到原电路的相量模型如图 2.5-4 (b) 所示。对于该相量模型就可以采用电阻电路中类似的方法进行分析计算。

电路的入端阻抗

$$Z = \frac{R_1 \left(\frac{1}{j\omega C} \right)}{R_1 + \frac{1}{j\omega C}} + R_2 + j\omega L$$

总电流

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_S}{Z}$$

由分流公式得

$$\underline{I}_2 = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C}} \underline{I}_1, \underline{I}_3 = \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{j\omega C}} \underline{I}_1$$

根据正弦电流与其相量的对应关系, 很容易写出各支路电流的正弦函数表达式。

(2) 分别用回路电流法和节点电压法列写图 2.5-5 (a) 所示电路的相量形式的方程。

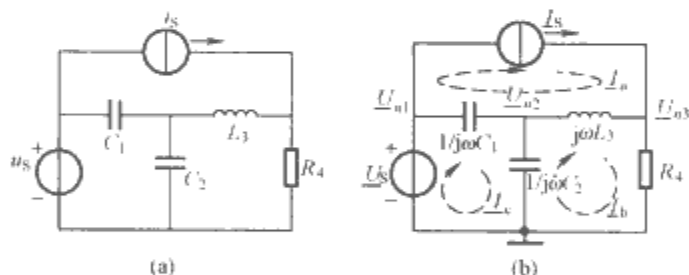


图 2.5-5 回路电流分析和节点电压分析
(a) 电路的时域模型; (b) 电路的相量模型

图 2.5-5 (a) 所示电路的相量模型如图 2.5-5 (b) 所示。各节点电压和回路电流已在图 2.5-5 (b) 中标明。回路电流方程为

$$\begin{cases} \underline{I}_a = \underline{I}_s \\ -j\omega L_3 \underline{I}_a + \left(R_4 + j\omega L_3 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) \underline{I}_b - \frac{1}{j\omega C_2} \underline{I}_c = 0 \\ -\frac{1}{j\omega C_1} \underline{I}_a - \frac{1}{j\omega C_2} \underline{I}_b + \left(\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} \right) \underline{I}_c = \underline{U}_S \end{cases}$$

节点电压方程为

$$\begin{cases} \underline{U}_{n1} = \underline{U}_S \\ -j\omega C_1 \underline{U}_{n1} + \left(j\omega C_1 + j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega L_3} \right) \underline{U}_{n2} - \frac{1}{j\omega L_3} \underline{U}_{n3} = 0 \\ -\frac{1}{j\omega L_3} \underline{U}_{n2} + \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{j\omega L_3} \right) \underline{U}_{n3} = \underline{I}_s \end{cases}$$

(3) 已知: $\underline{U}_S = 100 \angle 45^\circ \text{V}$, $\underline{I}_S = 4 \angle 0^\circ \text{A}$, $Z_1 = Z_3 = 50 \angle 30^\circ \Omega$, $Z_2 = 50 \angle -30^\circ \Omega$ 。求图 2.5-6 所示电路中的电流 \underline{I} 。

图 2.5-6 直接给出了相量模型, 可直接进行计算 (图中的阻抗表示 R 、 L 、 C 元件或其串并联组成的等效阻抗。)

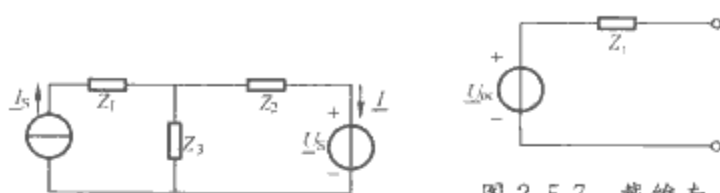


图 2.5-6 电路举例

图 2.5-7 戴维南定理求解用图

方法 1: 戴维南定理。首先求电压源以左电路的戴维南等效电路如图 2.5-7 所示。其中

$$\underline{U}_{oc} = \underline{I}_S Z_3 = 200 \angle 30^\circ \text{V} \\ Z_i = Z_2 + Z_3 = 86.6 \Omega$$

则电流 \underline{I} 为

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}_{oc} - \underline{U}_S}{Z_i} = 1.23 \angle 16^\circ \text{A}$$

方法 2: 叠加定理。图 2.5-6 电路可分为如图 2.5-8 所示的两个电路进行叠加计算。

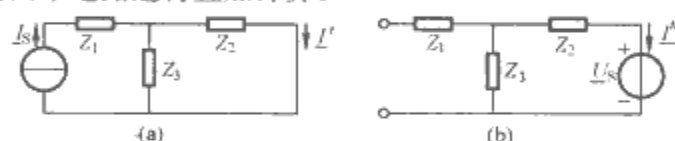


图 2.5-8 叠加定理求解用图

(a) 电流源单独作用; (b) 电压源单独作用

电流源单独作用时, 电流分量为

$$\underline{I}' = \underline{I}_S \frac{Z_3}{Z_2 + Z_3} = 2.31 \angle 30^\circ \text{A}$$

电压源单独作用时, 电流分量为

$$\underline{I}'' = -\frac{\underline{U}_S}{Z_2 + Z_3} = 1.115 \angle -135^\circ \text{A}$$

电压源电流源共同作用时, 电流为

$$\underline{I} = \underline{I}' + \underline{I}'' = 2.31 \angle 30^\circ + 1.115 \angle -135^\circ \\ = 1.23 \angle 15.9^\circ \text{A}$$

两种方法计算出的结果是相同的。

3 正弦稳态电路中的功率

图 2.5-9 所示电路为一个二端 (或称一端口) 网络, 端口电流、电压分别设为 $u = \sqrt{2}U \sin \omega t$ 和 $i = \sqrt{2}I \sin (\omega t - \varphi)$, 下面讨论该二端网络吸收的功率。

3.1 瞬时功率

图 2.5-9 所示二端网络的端口电压 u 和端口电流 i 的乘积称为输入该网络的瞬时功率, 用 p 表示。即

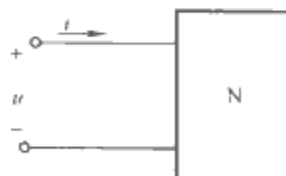


图 2.5-9 二端网络

$$p = ui = \sqrt{2}U \sin \omega t \sqrt{2}I \sin (\omega t - \varphi) \\ = 2UI \sin \omega t \sin (\omega t - \varphi) \\ = UI \cos \varphi - UI \cos (2\omega t - \varphi)$$

瞬时功率还可以写成式 (2.5-3) 的表达式

$$p = UI \cos \varphi (1 - \cos 2\omega t) - UI \sin \varphi \sin 2\omega t \quad (2.5-3)$$

瞬时功率的波形如图 2.5-10 所示。从瞬时功率波形图可以看出, 瞬时功率的变化频率是电压电流变化频率的二倍, 由于电压、电流间存在相位差, 使得瞬时功率在某些时间间隔段内为正 (表明该二端网络从电源吸收能量)、而在

另外一些时间间隔段内为负（表明该二端网络将能量送回电源）。上述现象是由于二端网络中存在储能元件 L 或 C 造成的。

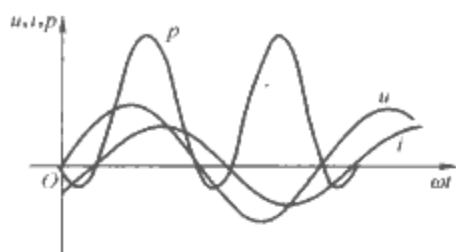


图 2.5-10 瞬时功率波形图

3.2 有功功率

瞬时功率是随时间变化的，其大小难以表示且不易测量，为此引入有功功率。有功功率用大写字母 P 表示。其定义为瞬时功率在一个正弦电流周期内的平均值（也可定义为二端网络在一个正弦电流周期内消耗能量的平均值）。有功功率的定义式可表示为

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt$$

将瞬时功率 $p = UI \cos \varphi - UI \cos (2\omega t - \varphi)$ 代入有功功率定义式，得二端网络吸收（消耗）的有功功率为

$$P = UI \cos \varphi$$

式中： U 、 I 为正弦电压、电流的有效值； φ 为功率因数角，是正弦电压电流间的相位差（ $\varphi = \psi_u - \psi_i$ ）； $\cos \varphi$ 为功率因数。有功功率通常也称为平均功率，单位名称为瓦（W）。

3.3 无功功率

二端网络吸收的无功功率 Q 的定义式为

$$Q = UI \sin \varphi$$

由瞬时功率的另一表达式 $p = UI \cos \varphi (1 - \cos 2\omega t) - UI \sin \varphi \sin 2\omega t$ 可以看出，式中等号右边第一项恒大于或等于零，表示二端网络吸收的功率，其在一个周期内的平均值即为有功功率。第二项表示二端网络与外电路周期性交换的瞬时功率，其最大值就是无功功率。无功功率的单位名称为乏（var）。

3.4 视在功率

二端网络端口电压的有效值和端口电流的有效值的乘积称为二端网络吸收的视在功率（或称表观功率）。视在功率用 S 表示，其表达式为

$$S = UI$$

有功功率 P 、无功功率 Q 、视在功率 S 满足如下关系式

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad (2.5-4)$$

式（2.5-4）的关系可用图 2.5-11 所示的直角三角形来表示，称为功率三角形。

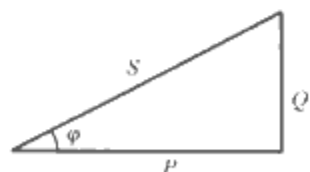


图 2.5-11 功率三角形

由图 2.5-11 还可得到如下关系式

$$\begin{cases} \cos \varphi = \frac{P}{S} \\ \varphi = \arctan \frac{Q}{P} \end{cases}$$

视在功率的单位名称是伏安（VA）。通常视在功率用来表示电气设备的电气容量。

3.5 复功率

二端网络端口电压相量和端口电流相量共轭复数的乘积

称为二端网络吸收的复功率。复功率用 \bar{S} 表示，其表达式为

$$\bar{S} = \underline{U} \underline{I}^*$$

式中： \underline{I}^* 为 \underline{I} 的共轭。

通过复功率定义式可以同时计算有功功率和无功功率。若 $\underline{U} = U \angle \psi_u$ 、 $\underline{I} = I \angle \psi_i$ ，则

$$\begin{aligned} \bar{S} &= U \angle \psi_u I \angle -\psi_i = UI \angle \psi_u - \psi_i = UI \angle \varphi \\ &= UI \cos \varphi + jUI \sin \varphi = P + jQ \end{aligned}$$

电力系统中的潮流分布通常用复功率来表示。

4 三相电路

由对称三相电源和三相负载连接组成的电路称为三相电路。由于三相电路在电能的产生、传输和使用等方面具有单相电路不可比拟的优点，目前所有国家的电力系统都采用三相制供电。三相电路本质上就是正弦稳态电路。

4.1 对称三相电源

三相交流电路中的电源是对称三相电源。对称三相电源是指由三个幅值相同、频率相同、相位互差 120° 的正弦交流电压源以一定方式联接而组成。

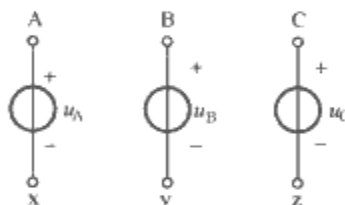


图 2.5-12 对称三相电源

时值表达式为

$$u_A = \sqrt{2}U \sin \omega t$$

$$u_B = \sqrt{2}U (\sin \omega t - 120^\circ)$$

$$u_C = \sqrt{2}U (\sin \omega t + 120^\circ)$$

对称三相电源的相量表达式为

$$\underline{U}_A = U \angle 0^\circ$$

$$\underline{U}_B = U \angle -120^\circ$$

$$\underline{U}_C = U \angle 120^\circ$$

图 2.5-13 给出了对称三相电源的波形图和相量图。

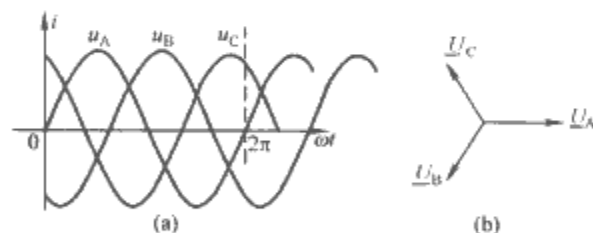


图 2.5-13 对称三相电源波形图和相量图
(a) 波形图；(b) 相量图

对称三相电源在任一瞬间的代数和为零。即

$$u_A + u_B + u_C = 0$$

这一结论从波形图或相量图都很容易得出。利用这一特点可以简化对称三相电路的计算。

对称三相电源相位排列的次序称为相序。若 u_A 超前 $u_B 120^\circ$ 、 u_B 超前 $u_C 120^\circ$ ，则 u_A 、 u_B 、 u_C 的相序称为正序 [如图 2.5-13 (b) 所示]；若 u_A 滞后 $u_B 120^\circ$ 、 u_B 滞后 $u_C 120^\circ$ ，则 u_A 、 u_B 、 u_C 的相序称为负序。对称三相电源的相序将影响三相电动机的转动方向。

对称三相电源是以一定的方式联结起来组成三相系统的电源，通常的联结方式是星形联结（Y 联结）和三角形联结（ Δ 联结）。图 2.5-14 给出了星形联结和三角形联结的对称三相电源的接线图。

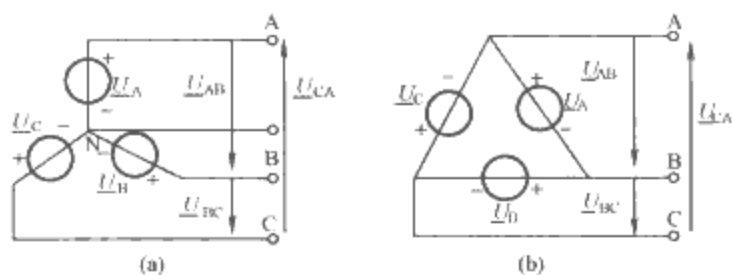


图 2.5-14 对称三相电源的星形联结和三角形联结
(a) Y 联结; (b) Δ 联结

三相电源的三个始端 A、B、C 的引出线称为端线（俗称火线）。星形联结时，三相电源的末端接在一起，称其为电源中性点。中性点的引出线称为中性线。三角形联结的三相电源没有中性点和中性线。

每相电源的电压称为相电压，用 \underline{U}_A 、 \underline{U}_B 、 \underline{U}_C 表示。端线之间的电压称为线电压，用 \underline{U}_{AB} 、 \underline{U}_{BC} 、 \underline{U}_{CA} 表示。当三相电源对称时（即相电压为对称三相电压），两种联结方式下相电压与线电压的关系见表 2.5-3。

表 2.5-3 对称三相电源两种联结方式下
相电压与线电压的关系

| 联结方式 | 相电压与线电压的关系式 |
|-------|---|
| 星形联结 | $\underline{U}_{AB} = \underline{U}_A - \underline{U}_B = \sqrt{3}\underline{U}_A / 30^\circ$ $\underline{U}_{BC} = \underline{U}_B - \underline{U}_C = \sqrt{3}\underline{U}_B / 30^\circ$ $\underline{U}_{CA} = \underline{U}_C - \underline{U}_A = \sqrt{3}\underline{U}_C / 30^\circ$ |
| 三角形联结 | $\underline{U}_{AB} = \underline{U}_A$ $\underline{U}_{BC} = \underline{U}_B$ $\underline{U}_{CA} = \underline{U}_C$ |

由表 2.5-3 可以看出，当对称三相电源接成星形时，其线电压有效值是相电压有效值的 $\sqrt{3}$ 倍，其线电压的相位超前对应的相电压 30° 。当对称三相电源接成三角形时，其线电压与对应的相电压相等。

4.2 对称三相负载

三相负载是由三个阻抗连接而成的。当三个阻抗相等时，称此三相负载为对称（或均衡）三相负载；当三个阻抗不相等时，此三相负载称为不对称三相负载。对称三相负载通常也接成星形和三角形。图 2.5-15 给出了星形联结和三角形联结的对称三相负载的接线图。

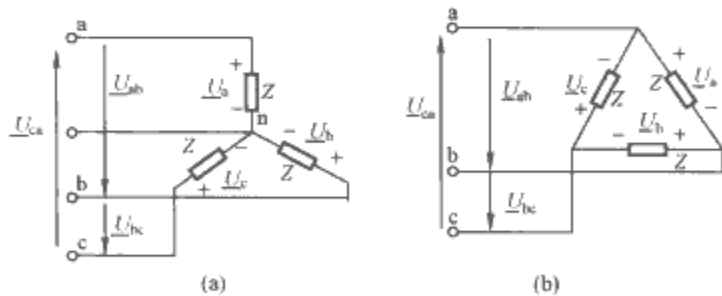


图 2.5-15 对称三相负载的星形联结和三角形联结
(a) Y 联结; (b) Δ 联结

每相负载阻抗上的电压称为负载相电压，用 \underline{U}_a 、 \underline{U}_b 、 \underline{U}_c 表示。负载端线之间的电压称为负载的线电压，用 \underline{U}_{ab} 、 \underline{U}_{bc} 、 \underline{U}_{ca} 表示。负载不同联结方式时线电压和相电压的关系与对称三相电源相应联结方式时的关系相同。

4.3 对称三相电路

由对称三相电源和对称三相负载连接组成的电路称为对

称三相电路。由于对称三相电源和对称三相负载均可接成星形或三角形，因此对称三相电路有以下五种联结方式，即 Y-Y、Y₀-Y₀、Y-Δ、Δ-Y、Δ-Δ。Y-Y 表示电源和负载均为星形联结（Y₀-Y₀ 为接有中性线的 Y-Y 联结），Y-Δ 表示电源为星形联结而负载为三角形联结，其余类推。三角形联结的阻抗可以等效变换为星形联结的阻抗，而三角形联结的对称三相电源又可用星形联结的对称三相电源来等效替代，因此上面的五种电路最终都可变换为 Y-Y 联结的对称三相电路。

Y-Y 联结的对称三相电路如图 2.5-16 所示。

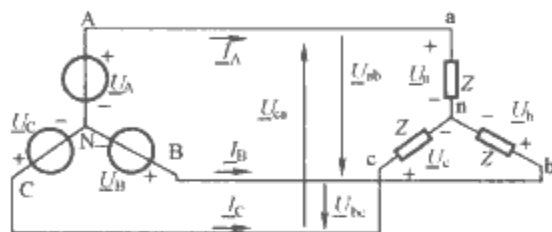


图 2.5-16 星形联结的对称三相电路

图 2.5-16 所示电路中，流过端线的电流称为线电流，用 \underline{I}_A 、 \underline{I}_B 、 \underline{I}_C 表示，流过每相负载的电流称为负载的相电流，对星形联结的对称三相负载，其相电流和对应的线电流相等。

应用节点电压法可求得图 2.5-16 电路中负载中性点到电源中性点的电压 $\underline{U}_{nN} = 0$ ，这说明负载中性点 n 与电源中性点 N 等电位，可将负载中性点 n 与电源中性点 N 用导线连接起来，三个相的电路可视为互相独立的电路。分析表明，电路中三相的电压和电流都是对称的，只要计算出 A 相的电压和电流，则 B 相和 C 相的电压和电流都可以根据对称性直接写出。图 2.5-17 所示电路为图 2.5-16 所示对称三相电路的 A 相等效电路。

由图 2.5-17 所示的电路很容易求出

$$\begin{cases} \underline{U}_a = \underline{U}_A \\ \underline{I}_A = \frac{\underline{U}_a}{Z} = \frac{\underline{U}_A}{Z} \end{cases}$$

再根据星形联结的对称三相负载的线电压和相电压的关系可得到

$$\underline{U}_{ab} = \sqrt{3}\underline{U}_a / 30^\circ = \sqrt{3}\underline{U}_A / 30^\circ$$

相电流和线电流是相同的。其他两相的电压和电流可根据对称性直接写出。

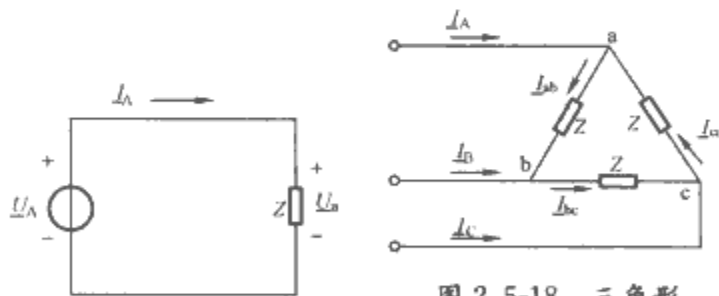


图 2.5-17 A 相等效电路

图 2.5-18 三角形联结的对称三相负载

对 Y-Δ 联结的对称三相电路，三角形联结的三相负载中的线电流和相电流如图 2.5-18 所示。通过分析可得如下结果

$$\begin{cases} \underline{I}_A = \sqrt{3}\underline{I}_{ab} / -30^\circ \\ \underline{I}_B = \sqrt{3}\underline{I}_{bc} / -30^\circ \\ \underline{I}_C = \sqrt{3}\underline{I}_{ca} / -30^\circ \end{cases}$$

上式表明，三角形联结的三相负载中，线电流的有效值

是相电流有效值的 $\sqrt{3}$ 倍,线电流的相位滞后对应的相电流 30° 。三角形联结的三相负载的线电压和对应的相电压是相等的。

计算Y- Δ 联结的对称三相电路可将三角形联结的三相负载等效变换成星形联结的三相负载,然后就可以按Y-Y联结的对称三相电路的计算方法进行计算。

4.4 不对称三相电路

不对称三相电路主要分为三相负载不对称、三相电源不对称、三相电源和三相负载均不对称三种情况。在低压配电系统中,由于存在大量的单相负载,因此三相负载不对称的情况是主要的。在三相电源对称而三相负载不对称的不对称三相电路中,当对称三相电源采用三相四线制(即三根端线和一根中性线)供电时,由于中性线的存在,使得每相负载的电压就等于电源的相电压,与负载对称与否无关,因此可以保证每相负载都可以正常工作。三相负载的相电压和线电压就是三相电源的相电压和线电压,因此电压均是对称的。由于三相负载不对称,三相电流不对称,中性线中会出现电流。

在上述供电方式下一旦中性线断开,三相负载的不对称会使电源中性点和负载中性点间出现中性点位移电压,从而使三相负载上的电压不对称。有的相负载上的电压会升高,有的相负载上的电压会降低,造成三相负载工作不正常。严重不对称时,会造成负载损坏。

4.5 三相电路的功率

三相电路的有功功率等于每相负载的有功功率之和,即

$$P = P_A + P_B + P_C$$

当三相负载对称时,每相负载的有功功率相同,三相电路的有功功率可表示为

$$P = 3P_A = 3U_P I_P \cos \varphi_P = \sqrt{3} U_L I_L \cos \varphi_P$$

式中: U_P 、 I_P 为相电压和相电流的有效值; U_L 、 I_L 为线电压和线电流的有效值; φ_P 为相电压和相电流之间的相位差。

三相电路的无功功率等于每相负载的无功功率之和,即

$$Q = Q_A + Q_B + Q_C$$

当三相负载对称时,每相负载的无功功率相同,三相电路的无功功率可表示为

$$Q = 3Q_A = 3U_P I_P \sin \varphi_P = \sqrt{3} U_L I_L \sin \varphi_P$$

对称三相电路的瞬时功率等于各相瞬时功率之和。即

$$\begin{aligned} p &= p_A + p_B + p_C \\ &= U_P I_P [\cos \varphi_P - \cos(2\omega t - \varphi_P)] + \\ &\quad U_P I_P [\cos \varphi_P - \cos(2\omega t - 240^\circ - \varphi_P)] + \\ &\quad U_P I_P [\cos \varphi_P - \cos(2\omega t + 240^\circ - \varphi_P)] \\ &= 3U_P I_P \cos \varphi_P = P \end{aligned}$$

对称三相电路的瞬时功率等于对称三相电路的有功功率。对三相电动机负载,由于瞬时功率恒定可保证其转速平稳。

三相电路的有功功率可以用三功率表法或两功率表法进行测量。三功率表法就是用三个功率表分别测量三相负载的有功功率,将三个功率表测量的结果相加就可得到三相电路的有功功率。

对三相三线制系统可采用两功率表法测量三相电路的有功功率。用两功率表法测量三相电路有功功率的接线图如图2.5-19所示。三相电路的有功功率等于两个功率表读数的代数和。

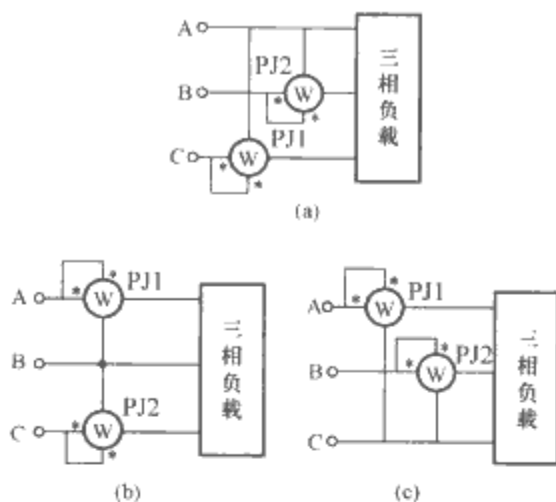


图 2.5-19 两功率表法测量三相电路有功功率的接线图

(a) 共 A 接法; (b) 共 B 接法; (c) 共 C 接法

用两功率表法测量三相电路有功功率的方法,对不对称三相三线负载也是适用的。

5 有互感的电路与变压器

5.1 互感元件特性

5.1.1 互感和互感电压

当电流通过一线圈时,就在它的周围产生磁场。当有两个线圈相互靠近时,由其中的一个线圈产生的磁通就会穿过另一个线圈,从而在两个线圈之间形成磁的耦合,这两个线圈称为一对耦合线圈。

图2.5-20是一对耦合线圈的示意图。在图2.5-20(a)中,线圈1中有电流 i_1 ,线圈1中产生的磁通为 Φ_{11} ,其中 Φ_{11} 仅与线圈1交链,称为漏磁通,有一部分磁通 Φ_{21} 与线圈2交链,这部分磁通称为线圈1对线圈2的互感磁通,它与线圈2交链而形成的磁链记为 ψ_{21} 。类似自感的定义,可定义线圈1对线圈2的互感系数为磁链 ψ_{21} 与产生此磁链的电流 i_1 之比,即

$$M_{21} = \frac{\psi_{21}}{i_1}$$

当 Φ_{21} 与线圈2的所有线匝 N_2 均交链时有

$$\psi_{21} = N_2 \Phi_{21}$$

同样,可定义线圈2对线圈1的互感系数[如图2.5-20(b)所示]为

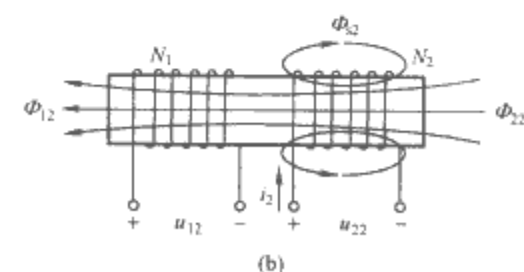
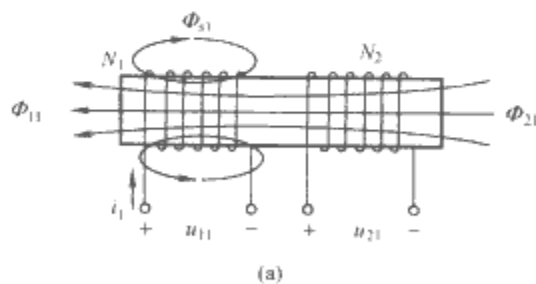


图 2.5-20 一对耦合线圈示意图

(a) 线圈1对线圈2的互感系数;

(b) 线圈2对线圈1的互感系数

$$M_{12} = \left| \frac{\psi_{12}}{i_1} \right|$$

当 Φ_{12} 与线圈 1 的所有线匝 N_1 均交链时有

$$\psi_{12} = N_1 \Phi_{12}$$

当线圈周围为线性磁介质（磁导率为常值）时，则互感系数 M_{12} 和 M_{21} 都是常值。由电磁场理论可以证明

$$M_{12} = M_{21} = M$$

式中： M 为线圈 1 和线圈 2 之间的互感系数，简称互感。互感的单位与自感相同，为亨（H）。

当线圈 1 中通过时变电流 i_1 时，在线圈 2 两端会产生互感电压 u_{21} 。根据电磁感应定律，若磁通与电流、互感电压 u_{21} 与磁通的参考方向符合右手螺旋定则 [如图 2.5-20 (a) 所示]，则有

$$u_{21} = \frac{d\psi_{21}}{dt} = M \frac{di_1}{dt}$$

同样，对图 2.5-20 (b)，有

$$u_{12} = \frac{d\psi_{12}}{dt} = M \frac{di_2}{dt}$$

5.1.2 耦合系数

为表示两线圈耦合的紧密程度，引入耦合系数 k 。设两个线圈的自感分别为 L_1 和 L_2 ，两线圈之间的互感为 M ，则耦合系数 k 定义为

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

耦合系数的大小与两线圈的结构、相互位置及线圈周围的磁介质的性质有关。耦合系数愈大，说明两个线圈的耦合愈紧密，一般情况下 $0 \leq k \leq 1$ 。当 $k=1$ 时称为全耦合。

5.1.3 同名端

由图 2.5-20 中的结果可知，互感电压的表示不仅与耦合磁通及其产生该磁通的电流有关，还取决于线圈的绕向。为了确定互感电压，在电路图中总是画出耦合线圈的绕向会很不方便。为了简化耦合线圈的表示，引入同名端的概念。

同名端是分属于两个线圈的这样两个端点：当两个电流各自从分属于两个线圈的这两端流入，与每个线圈相链的自感磁通与由另一线圈的电流产生的互感磁通方向相同，因而互相加强时，这两个端点称为同名端。电路图中同名端用“·”或“*”等符号来标记。

对于图 2.5-21 所示的两个耦合线圈，按同名端的定义，端子 1 和 2 是同名端。同样端子 1' 和 2' 也是同名端。

引入同名端后，图 2.5-20 (a) 所示的耦合线圈可表示为图 2.5-22 所示的电路。

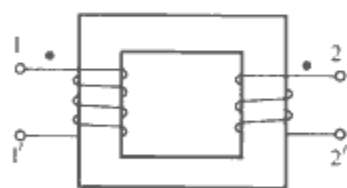


图 2.5-21 耦合线圈的同名端

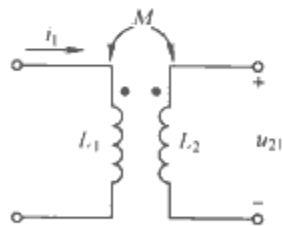


图 2.5-22 耦合线圈的电路模型

5.1.4 互感元件的电压和电流关系

耦合线圈是基本的电路元件，称为互感元件。电路分析中，常用线圈的端电压与流过线圈的电流关系来描述互感元件的特性。有了同名端的概念后，由同名端及电压、电流的参考方向便可确定互感元件的特性方程。

图 2.5-23 是用同名端表示的互感元件的电路图。

对图 2.5-23 (a) 所示的同名端及电压、电流的参考方向，其电压、电流关系为

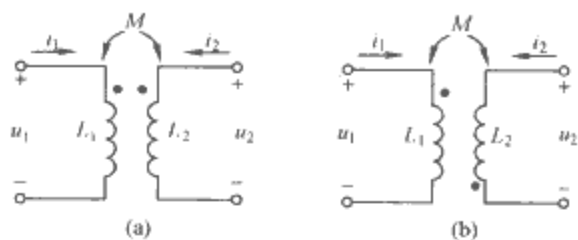


图 2.5-23 互感元件的电路图

(a) 一种同名端；(b) 另一种同名端

$$\begin{cases} u_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \\ u_2 = L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} \end{cases}$$

类似地，对图 2.5-23 (b) 所示的互感元件，其电压电流关系为

$$\begin{cases} u_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt} \\ u_2 = -M \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt} \end{cases}$$

在正弦稳态电路中，可以作出互感元件的相量模型，如图 2.5-24 所示。

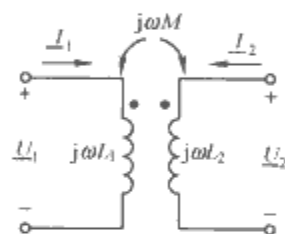


图 2.5-24 互感元件的相量模型

图 2.5-24 所示的互感元件相量形式的元件特性为

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = j\omega L_1 \underline{I}_1 + j\omega M \underline{I}_2 \\ \underline{U}_2 = j\omega M \underline{I}_1 + j\omega L_2 \underline{I}_2 \end{cases} \quad (2.5-5)$$

5.2 含互感的电路的计算

5.2.1 耦合线圈的串并联与去耦等效

图 2.5-25 为两耦合线圈的串联电路，其中图 2.5-25 (a) 称为顺串，图 2.5-25 (b) 为反串。它们的等效电感为

$$L_{eq} = L_1 + L_2 \pm 2M$$

式中： M 项前为正号时对应顺串； M 项前为负号时对应反串。

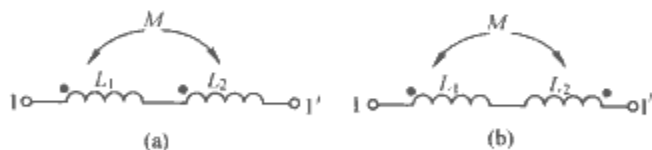


图 2.5-25 两耦合线圈的串联
(a) 顺串；(b) 反串

图 2.5-26 为两耦合线圈的并联电路，其中图 2.5-26 (a) 为同名端同侧并联，图 2.5-26 (b) 为同名端异侧并联。它们的等效电感为

$$L_{eq} = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 + L_2 \mp 2M}$$

当线圈同名端同侧并联时，上式分母中 $2M$ 项前取负号，线圈异侧并联时 $2M$ 项前取正号。

在含互感的电路分析中，可将有公共端联结的互感线圈先进行去耦等效以消去互感，从而简化电路分析。以图 2.5-26 所示的两个有耦合线圈的并联为例，其去耦等效电路如

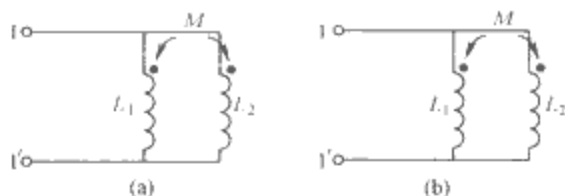


图 2.5-26 两个耦合线圈的并联
(a) 同名端同侧并联; (b) 同名端异侧并联

图 2.5-27 所示。其中图 2.5-27 (a) 对应同名端同侧并联, 图 2.5-27 (b) 对应同名端异侧并联。

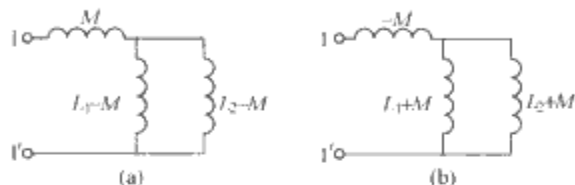


图 2.5-27 两个有耦合线圈的去耦等效
(a) 同名端同侧并联; (b) 同名端异侧并联

图 2.5-27 所示的两线圈的去耦等效结果同样适用于两耦合线圈仅一端连在一起的三端网络, 等效的依据是端部的电压和电流关系相同。

5.2.2 含互感电路的一般分析方法

对于一般含互感的电路, 只需根据基尔霍夫两个定律和元件特性, 列写出求解电路所需的方程, 便可对电路进行定量求解。

例如对于图 2.5-28 所示的含互感的电路, 选定回路电流的参考方向如图所示, 则可列写出瞬时值形式的电路方程为

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{l1}}{dt} - (L_1 - M) \frac{di_{l2}}{dt} - M \frac{di_{l3}}{dt} + R_1 i_{l1} = u_S(t) \\ -(L_1 - M) \frac{di_{l1}}{dt} + (L_1 + L_2 - 2M) \frac{di_{l2}}{dt} \\ - (L_2 - M) \frac{di_{l3}}{dt} + \frac{1}{C} \int i_{l2} dt = 0 \\ -M \frac{di_{l1}}{dt} - (L_2 - M) \frac{di_{l2}}{dt} + L_2 \frac{di_{l3}}{dt} + R_2 i_{l3} = 0 \end{cases}$$

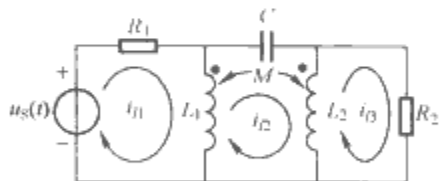


图 2.5-28 含互感的电路例子

若该电路中 $u_S(t)$ 为正弦激励, 电路工作在稳态, 则可用相量法。其相量形式的回路方程为

$$\begin{cases} (R_1 + j\omega L_1) \underline{I}_{l1} - j\omega(L_1 - M) \underline{I}_{l2} - j\omega M \underline{I}_{l3} = \underline{U}_S \\ -j\omega(L_1 - M) \underline{I}_{l1} + [j\omega(L_1 + L_2 - 2M) + \frac{1}{j\omega C}] \underline{I}_{l2} \\ \underline{I}_{l2} - j\omega(L_2 - M) \underline{I}_{l3} = 0 \\ -j\omega M \underline{I}_{l1} - j\omega(L_2 - M) \underline{I}_{l2} + (R_2 + j\omega L_2) \underline{I}_{l3} = 0 \end{cases}$$

5.3 变压器

耦合线圈的典型应用是变压器。以下重点讨论空心变压器和由互感导出两绕组变压器模型的方法。

5.3.1 空心变压器电路

双绕组的空心变压器就是将两线圈绕在非铁磁材料制成

的心柱上, 其中与电源相接的绕组称为一次侧, 与负载相接的绕组称为二次侧。因没有铁磁材料, 故可用线性互感元件作为其电路模型。空心变压器在电子与通信工程和测量仪器中得到广泛应用。

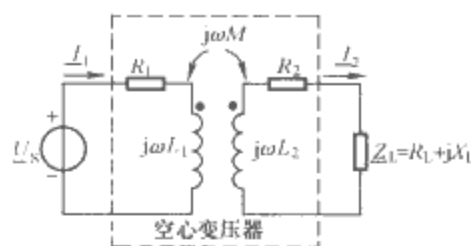


图 2.5-29 含空心变压器的电路

图 2.5-29 为含空心变压器的电路的相量模型。其中 R_1 为一次侧绕组内阻, L_1 为一次侧线圈自感; R_2 为二次侧线圈电阻, L_2 为二次侧自感。 M 为互感, Z_L 为负载阻抗。

含空心变压器的电路可用电路分析的各种方法, 如直接列写电路方程、戴维南定理等效等。图 2.5-30 是将二次侧折算到一次侧的等效电路, 其中 $\frac{(\omega M)^2}{Z_{22}}$ 称为二次侧对一

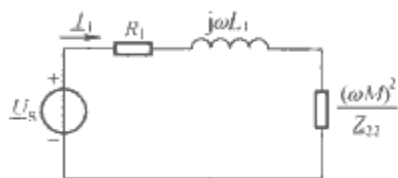


图 2.5-30 空心变压器一次侧等效电路

次侧的引入阻抗, $Z_{22} = R_2 + R_L + j(\omega L_2 + X_L)$ 。引入阻抗反映了二次侧电路对一次侧的影响。

5.3.2 变压器模型

对于图 2.5-24 所示的互感元件, 如果其两耦合线圈分别代表变压器的一次侧和二次侧, 则该电路模型便是变压器的电路模型, 其所对应的元件特性方程仍如式 (2.5-5) 所示。但这样的模型有时并不便于分析和实际应用, 为此, 进行如下的分析整理。

首先是全耦合情况。利用全耦合条件 ($k=1$) 式 (2.5-5) 可改写为

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = n \underline{U}_2 \\ \underline{I}_1 = \frac{1}{j\omega L_1} \underline{U}_1 - \frac{1}{n} \underline{I}_2 \end{cases} \quad (2.5-6)$$

式中: $n = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = \frac{N_1}{N_2}$, N_1 和 N_2 分别为一次线圈和二次线圈的匝数; n 称为全耦合变压器的变比。上式便是全耦合变压器的元件特性方程。

其次, 再对式 (2.5-6) 做进一步分析。如果全耦合线圈的自感 L_1 和 L_2 趋于无穷大, 但比值保持不变, 则式 (2.5-6) 简化为

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = n \underline{U}_2 \\ \underline{I}_1 = -\frac{1}{n} \underline{I}_2 \end{cases} \quad (2.5-7)$$

式 (2.5-7) 所对应的电路模型称为理想变压器, 它的电路符号如图 2.5-31 所示。它可作为一个基本的电路元件。用理想变压器可以作出式 (2.5-6) 所对应的全耦合变压器的电路模型如图 2.5-32 所示。

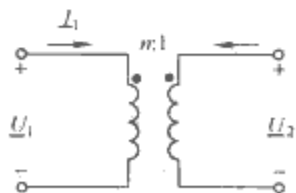


图 2.5-31 理想变压器的电路符号

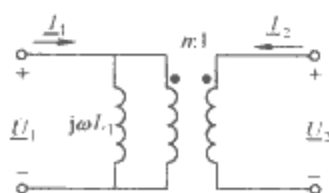


图 2.5-32 全耦合变压器的电路模型

理想变压器是既不储存能量, 也不消耗能量的元件。它

有阻抗变换的作用。

理想变压器是实际变压器的近似模型。实际上，变压器实现全耦合也是很难的，尤其是空心变压器。含铁心的变压器在铁心工作在不饱和区时，有时可用全耦合模型，甚至理想变压器模型。但若需作出更准确的电路模型，则需考虑漏磁（即非全耦合）、线圈导线的损耗（铜损），有时可能还要考虑铁心的损耗（铁损）。图 2.5-33 是计及了漏磁和铜损的两绕组变压器的电路模型。图中 L_{s1} 、 L_{s2} 分别表示一次绕组和二次绕组的漏电感， R_1 和 R_2 分别是一次绕组和二次绕组的电阻， L_{1M} 是主磁通所对应的一次自感。

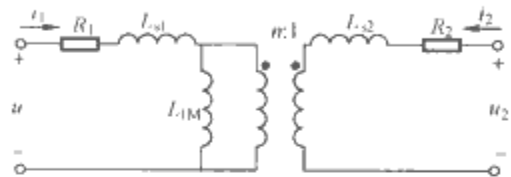


图 2.5-33 考虑漏磁和铜损的变压器的电路模型

6 频率响应与滤波器

6.1 频率响应

在正弦电流电路中，电容元件和电感元件的特性都是与频率有关的，因此含电容和电感的电路中的阻抗、导纳、电压、电流以及电压与电流的比值都是频率的函数。电路中的这些变量随频率而变化的规律称为电路的频率响应，又称频率特性。

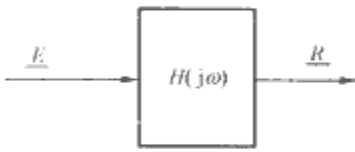


图 2.5-34 单输入—单输出系统

研究电路的频率响应通常是针对单输入—单输出系统（如图 2.5-34 所示），建立起输入变量与输出变量的函数关系，这种函数关系通常用网络函数来描述，然后分析网络函数随频率的变化规律。

正弦稳态下的网络函数定义为响应的相量 R 与激励相量 E 之比，即

$$H(j\omega) = \frac{R}{E}$$

根据激励与响应是否在同一端口，网络函数可分为驱动点函数和转移函数两种类型，又根据激励和响应变量的不同，共有六种形式（见表 2.5-4）。

表 2.5-4 网络函数的不同形式

| 类型 | 定义网络函数用图 | 网络函数定义式 | 网络函数名称 |
|-------|----------|--------------------------------|--------|
| 驱动点函数 | | $H(j\omega) = \frac{U_1}{I_1}$ | 驱动点阻抗 |
| | | $H(j\omega) = \frac{I_1}{U_1}$ | 驱动点导纳 |
| 转移函数 | | $H(j\omega) = \frac{U_2}{I_1}$ | 转移阻抗 |

续表

| 类型 | 定义网络函数用图 | 网络函数定义式 | 网络函数名称 |
|------|----------|--------------------------------|--------|
| 转移函数 | | $H(j\omega) = \frac{I_2}{U_1}$ | 转移导纳 |
| | | $H(j\omega) = \frac{U_2}{U_1}$ | 转移电压比 |
| | | $H(j\omega) = \frac{I_2}{I_1}$ | 转移电流比 |

正弦稳态下的网络函数由电路结构、参数和电源的频率所决定。当电源的幅值和电路参数一定时，网络函数是电源频率的函数，它是复数，可用极坐标表示为

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| \angle \theta(\omega)$$

式中： $|H(j\omega)|$ 是响应与激励幅值的比与角频率 ω 的关系，称为幅频响应（幅频特性）； $\theta(\omega)$ 表示响应与激励的相位差与角频率的关系，称为相频响应（相频特性）。

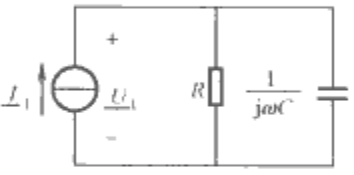


图 2.5-35 RC 并联电路

例如对于图 2.5-35 所示的 RC 并联电路，端口的网络函数为驱动点阻抗，其表达式为

$$H(j\omega) = Z(j\omega) = \frac{U_1}{I_1} = \frac{R}{1 + j\omega RC} \quad (2.5-8)$$

式 (2.5-8) 的网络函数所对应的幅频特性和相频特性表达式分别为

$$\left. \begin{aligned} |H(j\omega)| &= \frac{R}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}} \\ \theta(\omega) &= -\arctan \omega RC \end{aligned} \right\} \quad (2.5-9)$$

由式 (2.5-9) 可分别作出其幅频特性和相频特性曲线如图 2.5-36 所示。

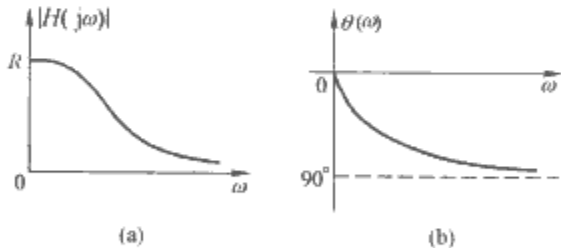


图 2.5-36 一阶 RC 电路的频率特性
(a) 幅频特性；(b) 相频特性

6.2 滤波器简介

滤波器是对不同频率的输入信号具有选择性响应的电路，它可以使输出端所需要的频率范围内的信号通过，而使不需要的频率范围内的信号受到阻止或抑制。

通常用网络函数来研究滤波器的频率特性。一定的频率范围常称为频带。信号可以通过的滤波器的频带称为该滤波器的通频带，简称通带；信号被阻止通过的频带称为阻带。通带与阻带交界处的频率称为截止频率。根据通带和阻带在频率范围中的不同位置，滤波器分为低通、高通、带通和带阻四种基本类型，图 2.5-37 是这四种滤波器的理想幅频

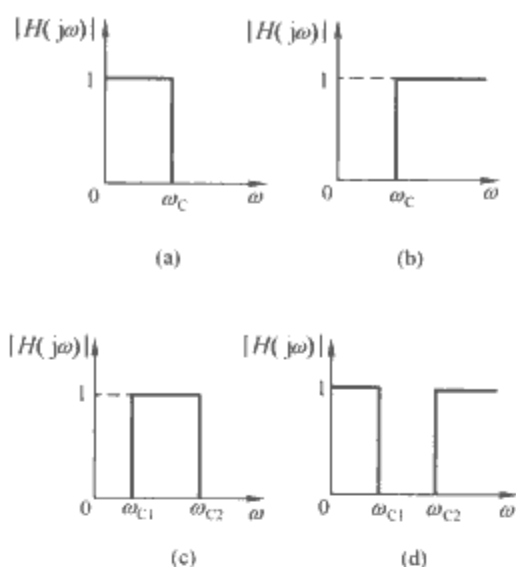


图 2.5-37 四种滤波器的理想幅频特性
(a) 低通；(b) 高通；(c) 带通；(d) 带阻

特性。

具有理想幅频特性的滤波器在物理上是不能实现的，实际滤波器的设计只能尽可能逼近理想滤波器的特性以满足实际工作条件的要求。

滤波器有无源滤波器和有源滤波器、模拟滤波器与数字滤波器等不同分类方法。以下仅给出模拟无源和有源滤波器的一些电路例子。无源滤波器是由电阻、电感和电容这些无源元件构成的滤波器。有源滤波器是包含有源器件（如晶体管、运算放大器）的滤波器。图 2.5-38 给出了无源低通、高通、带通和带阻滤波器的例子；图 2.5-39 是含运算放大器的有源滤波器的例子。这些例子所研究的均是它们的转移特性 $H(j\omega) = \underline{U}_2/\underline{U}_1$ 。

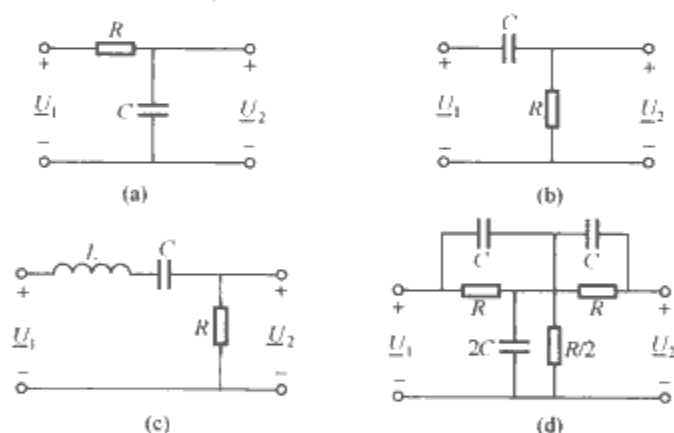


图 2.5-38 无源滤波器

(a) 一阶低通；(b) 一阶高通；
(c) 二阶带通；(d) 双 T 二阶带阻

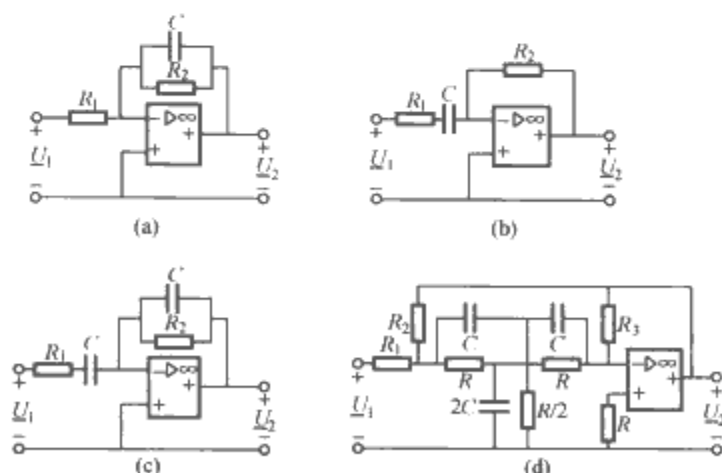


图 2.5-39 有源滤波器

(a) 一阶低通；(b) 一阶高通；
(c) 二阶带通；(d) 二阶带阻

7 谐振

7.1 电路的谐振

谐振也称共振，是物理系统中的一种特殊现象。对于电气系统来说，一般仅讨论无源二端网络的谐振。定义其端口电压（电流）为激励，则响应为端口电流（电压）。在电气工程实践中，对于无源二端网络，如果激励与响应同相位，则认为该网络谐振。如果写出二端网络的入端阻抗或入端导纳，则其虚部为零时，该网络谐振。

7.2 串联谐振

最简单的 LC 串联谐振二端网络如图 2.5-40 所示。

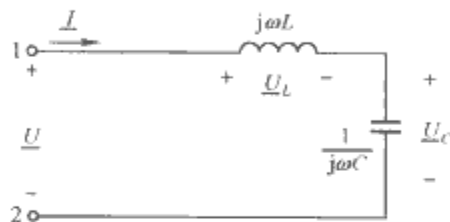


图 2.5-40 LC 串联谐振二端网络

图 2.5-40 所示二端网络的入端阻抗为

$$Z_{in} = j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$$

因此其谐振角频率为

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

设外加正弦电压激励的角频率为 ω_0 ，此时 LC 串联二端网络的入端阻抗为

$$Z_0 = 0$$

即此时二端网络等效为短路，电流响应为无穷大。

实际电气元件不可避免地会带有寄生参数，考虑实际情况中包含电阻（即阻尼）的串联谐振如图 2.5-41 所示。

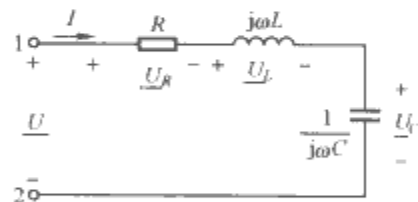


图 2.5-41 RLC 串联谐振二端网络

图 2.5-41 所示二端网络的入端阻抗为

$$Z_{in} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$$

因此其谐振角频率依然是

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

设外加正弦电压激励的角频率为 ω_0 ，此时 RLC 串联二端网络的入端阻抗为

$$Z_0 = R$$

即此时二端网络等效为一个电阻。绘出电流的幅频特性如图 2.5-42 所示。由图 2.5-42 可知，外加电压激励频率为 ω_0 时，响应电流达到最大值。

为了能够定量描述谐振电路的特征，人们从幅值、能量和频率特性等几个角度提出了谐振电路品质因数的定义。

谐振时 L 和 C 上的电压幅值均为

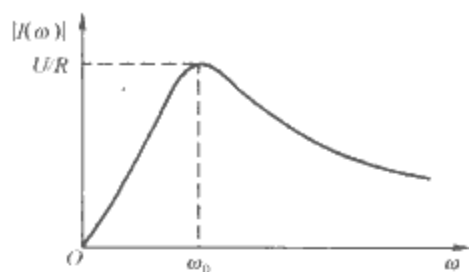


图 2.5-42 RLC 串联谐振电路的幅频特性

$$U_L = U_C = \frac{\omega_0 L}{R} U = \frac{1}{\omega_0 C R} U = \sqrt{\frac{L}{C}} U$$

可据此定义 RLC 串联谐振的品质因数为

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 C R} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

式中: $\sqrt{L/C}$ 被称为 RLC 串联谐振电路的特性阻抗, 用 ρ 来表示。品质因数描述了激励幅值在电路中被放大的程度。在高 Q 值 RLC 串联谐振电路中, L 和 C 上可能出现高电压, 因此该谐振电路也称为电压谐振电路。

在图 2.5-41 所示电路中, 设 $u = U_m \sin \omega_0 t$, 此时 $i = I_m \sin \omega_0 t = \sqrt{2} I_0 \sin \omega_0 t$, L 中存储的磁场能量为

$$w_L = \frac{1}{2} L I_m^2 \sin^2 \omega_0 t$$

C 中存储的电场能量为

$$w_C = \frac{1}{2} L I_m^2 \cos^2 \omega_0 t$$

储能元件中存储的电磁场总能量为

$$w = \frac{1}{2} L I_m^2 = L I_0^2 \quad (2.5-10)$$

谐振时 L 中的磁场能量和 C 中的电场能量相互交换, 总量不变, 电源直接给电阻提供能量。可据此定义 RLC 串联谐振的品质因数为

$$Q = 2\pi \frac{\text{电路中储存的电磁场总能量}}{\text{谐振时一个周期内电路消耗的能量}} \quad (2.5-11)$$

将式 (2.5-10) 代入式 (2.5-11) 得

$$\begin{aligned} Q &= 2\pi \frac{\text{电路中储存的电磁场总能量}}{\text{谐振时一个周期内电路消耗的能量}} \\ &= 2\pi \frac{L I_0^2}{R I_0^2 T} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{R \omega_0 C} \end{aligned}$$

可见从幅值和能量两个角度定义的品质因数是相符的。

为了能够比较不同的 RLC 串联谐振电路, 人们对响应频率特性的横轴和纵轴分别进行归一化。

$$\begin{aligned} \frac{I(\omega)}{I(\omega_0)} &= \frac{\frac{U}{|Z|}}{\frac{U}{R}} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L}{R} - \frac{1}{\omega R C}\right)^2}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0 L}{R} \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{1}{\omega_0 R C} \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \end{aligned}$$

上式中应用品质因数的定义 $Q = \frac{\omega_0 L}{R}$ 并令 $\eta = \frac{\omega}{\omega_0}$ 得

$$\frac{I(\eta)}{I_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\eta - \frac{1}{\eta}\right)^2}} \quad (2.5-12)$$

即所有的 RLC 串联谐振均在 $\eta=1$ 处谐振, 谐振点处的幅值均为 $\frac{I(1)}{I_0} = 1$ 。根据式 (2.5-12) 绘出不同品质因数的 RLC 串联谐振响应的幅频特性如图 2.5-43 所示。

图 2.5-43 所示为 RLC 串联谐振电路的通用谐振频率特性。由图 2.5-43 可知, Q 越大, 通用谐振频率特性越尖, 对非谐振频率激励的响应越小, 电路的选择性越好。

对图 2.5-43 中的一条频率特性曲线来说, 找到两个幅值为 0.707 ($0.707 \approx \frac{1}{\sqrt{2}}$) 的点 (半功率点), 其对应的归一化角频率分别为 η_1 和 η_2 , 根据式 (2.5-12) 可知

$$\frac{I(\eta)}{I_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\eta - \frac{1}{\eta}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

求出 η_1 和 η_2 分别为

$$\begin{aligned} \eta_1 &= -\frac{1}{2Q} + \sqrt{\frac{1}{4Q^2} + 1} \\ \eta_2 &= \frac{1}{2Q} + \sqrt{\frac{1}{4Q^2} + 1} \end{aligned}$$

因此有

$$Q = \frac{1}{\eta_2 - \eta_1} = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \quad (2.5-13)$$

如果能够通过测量的手段得到实际电路响应的频率特性, 则可根据式 (2.5-13) 求其品质因数。

7.3 并联谐振

最简单的 LC 并联谐振二端网络如图 2.5-44 所示。

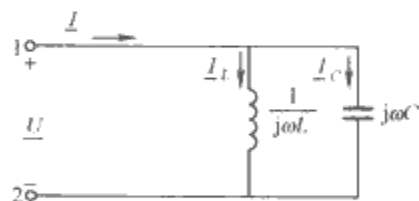


图 2.5-44 LC 并联谐振二端网络

通过类似于 LC 串联谐振的讨论可知谐振角频率为

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

设外加正弦电流激励的频率为 ω_0 , 此时 LC 串联二端网络的入端阻抗为

$$Z_0 = \infty$$

即此时二端网络等效为开路, 电压响应为无穷大。

如果考虑与电容并联的电阻, 则同样在谐振频率处会激励、响应同相位, 出现响应的最大值。考虑与电容并联电阻的并联谐振如同 2.5-45 所示。

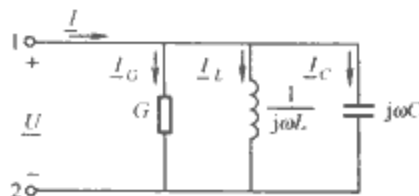


图 2.5-45 RLC 并联谐振二端网络

图 2.5-45 所示电路的谐振角频率为

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

设外加正弦电流激励的频率为 ω_0 , 此时 RLC 并联二端网络的入端导纳为

$$Y_0 = G$$

即此时二端网络等效为一个电阻。图 2.5-45 所示电路的品质因数为

$$Q = \frac{1}{\omega_0 LG} = \frac{\omega_0 C}{G} = \frac{1}{G} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

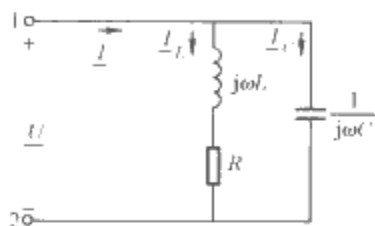


图 2.5-46 考虑电感线圈与电容并联谐振二端网络

在高 Q 值 RLC 并联谐振电路中, L 和 C 上可能出现大电流, 因此该谐振电路也称为电流谐振电路。

如果考虑与电感串联的电阻, 得到的电路如图 2.5-46 所示。

列写图 2.5-46 所示电路的入端导纳为

$$Y = \frac{R}{R^2 + (\omega L)^2} + j\left[\omega C - \frac{\omega L}{R^2 + (\omega L)^2}\right]$$

令其虚部为 0, 可求出图 2.5-46 所示电路的并联谐振角频率为

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{L}\right)^2}$$

设外加正弦电流激励的频率为 ω_0 , 此时图 2.5-46 所示电路的入端阻抗为

$$Z_0 = \frac{L}{RC}$$

将图 2.5-46 所示电路中 LR 串联等效变换为并联, 可求出图 2.5-46 所示电路的品质因数为

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R}$$

7.4 串并联谐振

电气工程中还经常出现串并联谐振的情况, 下面以图 2.5-47 所示电路为例说明如何利用激励、响应同相位判据来求谐振角频率。

列写图 2.5-47 所示二端网络入端阻抗为

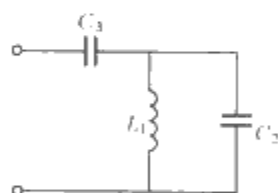


图 2.5-47 串并联谐振二端网络

$$\begin{aligned} Z(\omega) &= \frac{1}{j\omega C_3} + \frac{j\omega L_1 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_2}} \\ &= -j \frac{1 - \omega^2 L_1 (C_2 + C_3)}{\omega C_3 (1 - \omega^2 L_1 C_2)} \end{aligned} \quad (2.5-14)$$

式(2.5-14)分子为 0 意味着入端阻抗虚部为 0, 对应着串联谐振。图 2.5-45 所示电路中不包含电阻, 因此式(2.5-14)分母为 0 意味着入端导纳虚部为 0, 对应着并联谐振。据此求得图 2.5-47 所示电路的谐振角频率分别为

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_1 (C_2 + C_3)}}, \quad \omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_2}}$$

如果串并联谐振电路中存在电阻, 同样可根据入端阻抗虚部为 0 求其串联谐振角频率(实部为谐振时入端阻抗), 根据入端导纳虚部为 0 求其并联谐振角频率(实部为谐振时入

端导纳)。

8 周期性非正弦激励下电路的稳态响应

8.1 周期性非正弦电压与电流

周期性非正弦电压、电流可以由周期函数 $f(t)$ 表示为

$$f(t) = f(t + kT), \quad k = 1, 2, 3, \dots$$

式中: T 是周期性非正弦函数 $f(t)$ 的周期。

8.2 周期函数分解为傅里叶级数

当被展开的周期函数 $f(t)$ 满足如下的狄利克雷条件, 即

(1) 在一个周期内, 如果有间断点存在, 则间断点的数目应是有限个。

(2) 在一个周期内, 极大值和极小值的数目应是有限个。

(3) 在一个周期内, 函数是绝对可积的, 即 $\int_0^T |f(t)| dt$ 存在。

则周期函数 $f(t)$ 能进行傅里叶级数展开。

$f(t)$ 的傅里叶级数展开式为

$$f(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega t + b_k \sin k\omega t)$$

式中: $\omega = 2\pi/T$ 是函数 $f(t)$ 的角频率, T 是 $f(t)$ 的周期; a_0 、 a_k 和 b_k 称为傅里叶系数, 为

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(t) d(\omega t)$$

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(k\omega t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos(k\omega t) d(\omega t)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(k\omega t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin(k\omega t) d(\omega t)$$

式中: $k=1, 2, 3, \dots$

函数的对称性会使某些傅里叶系数为零。

(1) 假若函数 $f(t)$ 为奇函数, 即 $f(t) = -f(-t)$, 函数图形对称于原点, 则 $a_0 = 0$, $a_k = 0$, 即恒定分量与各余弦项都为 0。

(2) 假若函数 $f(t)$ 为偶函数, 即 $f(t) = f(-t)$, 函数图形对称纵轴, 则 $b_k = 0$, 即各正弦项都为 0。

(3) 假若函数 $f(t)$ 为上、下半波对称, 即 $f(t) = -f(t + T/2)$, 则恒定分量和偶次谐波分量为 0。

$f(t)$ 的傅里叶级数展开式也可表示为

$$f(t) = c_0 + \sum_{k=1}^{\infty} c_k \sin(k\omega t + \theta_k)$$

式中: $c_0 = a_0$, $c_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$, $\theta_k = \arctan \frac{a_k}{b_k}$; c_0 称为恒定分量(直流分量); $k=1$ 时, $c_1 \sin(\omega t + \theta_1)$ 称为基波; $k=2$ 时, $c_2 \sin(2\omega t + \theta_2)$ 称为二次谐波; ...

8.3 周期性非正弦电流的有效值和周期性非正弦电流电路的平均功率

设周期性非正弦电流 $i(t)$ 的傅里叶级数展开式为

$$i(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_{mk} \sin(k\omega t + \theta_k)$$

电流 $i(t)$ 的有效值为

$$I = \sqrt{I_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} I_k^2}$$

式中: I_0 是恒定分量; I_k 是第 k 次谐波的有效值。上式表

明周期性非正弦电流的有效值等于它的恒定分量、基波分量与各次谐波分量有效值平方和的平方根。

设一端口周期性非正弦电流电路的端口电压、电流为关联参考方向,且电压、电流都表示成傅里叶级数形式,则该电路吸收的平均功率表示为

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t)dt = U_0 I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_k I_k \cos \varphi_k$$

式中: U_k 、 I_k 和 φ_k 分别是 k 次谐波电压、电流的有效值和电压、电流的相位差角。

上式表明周期性非正弦电流电路的平均功率等于恒定分

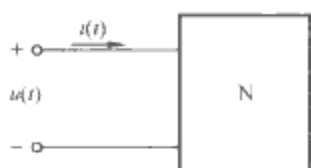


图 2.5-48 二端电路

量、基波分量和各次谐波分量分别产生的平均功率的代数和,举例如下。

在图 2.5-48 所示电路中,已知电压 $u(t) = [10 + 5\sqrt{2}\sin \omega t + 6\sqrt{2}\sin(3\omega t + 30^\circ)]V$, 电

流 $i(t) = [2 + \sqrt{2}\sin(\omega t - 30^\circ) + 2\sqrt{2}\sin(2\omega t - 60^\circ)]A$ 。求电压有效值 U 、电流有效值 I 以及一端口电路 N 吸收的平均功率。

电压有效值

$$U = \sqrt{10^2 + 5^2 + 6^2} V = 12.7V$$

电流有效值

$$I = \sqrt{2^2 + 1^2 + 2^2} A = 3A$$

一端口电路 N 吸收的平均功率为

$$P = U_0 I_0 + U_1 I_1 \cos \varphi_1 \\ = (10 \times 2 + 5 \times 1 \times \cos 30^\circ) W = 24.3W$$

8.4 周期性非正弦激励下电路的稳态响应

周期性非正弦激励下电路的稳态响应可用谐波分析法进行计算,步骤如下:

(1) 将周期性非正弦激励分解为傅里叶级数,根据精度要求取有限项。

(2) 根据叠加定理,分别计算恒定分量和各次谐波分量单独作用在电路中产生的稳态响应。

(1) 恒定分量作用时相当于解直流电路。

(2) 各次谐波分量作用时可采用相量法计算正弦稳态电路响应。

(3) 将计算结果以瞬时值形式相加。

现举例如下:

在图 2.5-49 所示的电路中,已知 $R=10\Omega$, $\omega L=2\Omega$, $1/(\omega C)=18\Omega$, 电压源 $u_S(t) = [10 + 80\sqrt{2}\sin \omega t + 12\sqrt{2}\sin(3\omega t + 30^\circ)]V$, 电流源 $i_S(t) = 5\sqrt{2}\sin(\omega t + 60^\circ)A$ 。求电磁式电流表的读数及电压源发出的功率。

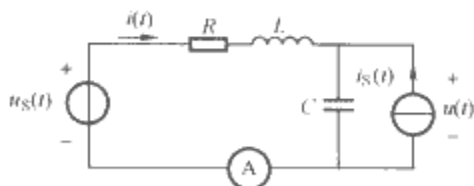


图 2.5-49 例题用图

(1) 直流分量 $U_{S0}=10V$ 单独作用,电路如图 2.5-50 所示。

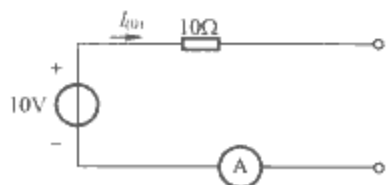


图 2.5-50 直流分量单独作用的电路

可解得 $I_{(0)}=0$ 。

(2) 基波分量 $u_{S1}(t) = 80\sqrt{2}\sin \omega t V$ 和 $i_S(t) = 5\sqrt{2}\sin(\omega t + 60^\circ)A$ 共同作用,电路如图 2.5-51 所示。

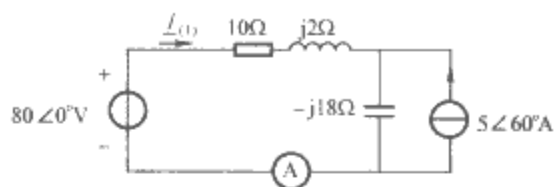


图 2.5-51 基波分量单独作用的电路

$$\underline{I}_{(1)} = \frac{80\angle 0^\circ - 5\angle 60^\circ \times (-j18)}{10 + j2 - j18} = 2.38\angle 145^\circ A$$

$$i_{(1)} = 2.38\sqrt{2}\sin(\omega t + 145^\circ)A$$

(3) 三次谐波分量 $u_{S3} = 12\sqrt{2}\sin(3\omega t + 30^\circ)V$ 单独作用,电路如图 2.5-52 所示。

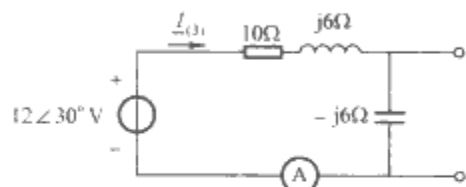


图 2.5-52 三次谐波分量单独的作用电路

$$\underline{I}_{(3)} = \frac{12\angle 30^\circ}{10} = 1.2\angle 30^\circ A$$

$$i_{(3)} = 1.2\sqrt{2}\sin(3\omega t + 30^\circ)A$$

$$i(t) = I_{(0)} + i_{(1)} + i_{(3)}$$

$$= 2.38\sqrt{2}\sin(\omega t + 145^\circ) + 1.2\sqrt{2}\sin(3\omega t + 30^\circ)A$$

电磁式电流表的读数即为电流 $i(t)$ 的有效值

$$I = \sqrt{I_{(0)}^2 + I_{(1)}^2 + I_{(3)}^2} \\ = \sqrt{2.38^2 + 1.2^2} A = 2.67A$$

电压源发出的功率

$$P_{u_S} = U_{S(0)} I_{(0)} + U_{S(1)} I_{(1)} \cos \varphi_1 + U_{S(3)} I_{(3)} \cos \varphi_3 \\ = [10 \times 0 + 80 \times 2.38 \times \cos(-145^\circ) + 12 \times 1.2 \times \cos 0^\circ] W \\ = -142W$$

8.5 周期性非正弦激励下的对称三相电路

设对称三相电源的相电压为

$$u_A(t) = f(t), u_B(t) = f\left(t - \frac{T}{3}\right),$$

$$u_C(t) = f\left(t - \frac{2T}{3}\right)$$

电力工程中三相对称电源其相电压的波形具有半波对称性,它的傅里叶级数展开式中只含有奇次谐波项,各相电压的展开式为

$$u_A(t) = \sum_{k=1}^{\infty} U_{km} \sin(k\omega t + \varphi_k)$$

$$u_B(t) = \sum_{k=1}^{\infty} U_{km} \sin[k(\omega t - 120^\circ) + \varphi_k]$$

$$u_C(t) = \sum_{k=1}^{\infty} U_{km} \sin[k(\omega t + 120^\circ) + \varphi_k]$$

式中: $k=1, 3, 5, \dots$

可见,各相之间的相位差为 $k \times 120^\circ$ 。当 $k=1, 7, 13, \dots$ 时,相位差是 120° ,它们的相序为 A-B-C,这组谐波

是对称正序三相电压。当 $k=3, 9, 15, \dots$ 时, 相位差是 0° , 它们的相位相同, 这组谐波是对称零序电压。当 $k=5, 11, 17, \dots$ 时, 相位差是 -120° , 它们的相序为 A-C-B, 这组谐波是对称负序三相电压。

在应用叠加原理分析周期性非正弦激励下的三相电路时, 正序和负序电压的相位差都是 120° , 可按一般对称三相电路分析方法进行计算; 零序电压的相位相同, 可按一般正弦交流电路分析方法进行计算。下面举例说明周期性非正弦激励下的三相电路的计算。

无中性线 Y-Y 联结的对称三相电路如图 2.5-53 所示。

设对称三相电源相电压为 $u_A(t) = \sum_{k=1}^{\infty} U_{km} \sin(k\omega t + \varphi_k)$,

$u_B(t) = \sum_{k=1}^{\infty} U_{km} \sin[k(\omega t - 120^\circ) + \varphi_k]$, $u_C(t) = \sum_{k=1}^{\infty} U_{km} \times \sin[k(\omega t + 120^\circ) + \varphi_k]$ 。分别求电源端和负载端相电压、线电压的有效值以及电源中性点与负载中性点的电压有效值 U_{Nn} 。

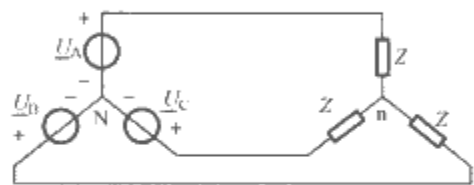


图 2.5-53 无中线 Y-Y 联结的对称三相电路

在电源端, 对于正序与负序谐波的相电压与线电压之间仍有 $\sqrt{3}$ 倍的关系, 即

$$U_{11} = \sqrt{3}U_{p1}, U_{15} = \sqrt{3}U_{p5},$$

$$U_{17} = \sqrt{3}U_{p7}, \dots$$

由于零序电压在各相中的相位相同, 在线电压中因相减而相互抵消, 线电压中不可能含有零序电压谐波。

电源端相电压的有效值为

$$U_p = \sqrt{U_{p1}^2 + U_{p3}^2 + U_{p5}^2 + U_{p7}^2 + \dots}$$

电源端线电压的有效值为

$$U_l = \sqrt{3} \sqrt{U_{p1}^2 + U_{p5}^2 + U_{p7}^2 + \dots}$$

显然线电压的有效值小于 $\sqrt{3}$ 倍相电压的有效值, 即

$$U_l < \sqrt{3}U_p$$

由于电源中性点与负载中性点之间无中性线, 负载端三个相电流中零序电流无通路返回电源, 零序电流等于零, 则负载上既无零序相电压也无零序线电压。因此, 负载端线电压有效值是相电压有效值的 $\sqrt{3}$ 倍。

此时, 电源中性点与负载中性点之间电压不再等于零, 而是等于零序电压的有效值, 即

$$U_{Nn} = \sqrt{U_{p3}^2 + U_{p9}^2 + U_{p15}^2 + \dots}$$

如果在图 2.5-53 所示电路中添加中性线, 由于零序电流形成了回路, 在线电流中含有零序电流。负载相电压中含有零序电压, 但线电压中仍不含零序电压。无论是电源端还是负载端, 相电压中含有零序电压, 线电压中不含零序电压, 所以线电压的有效值总是小于 $\sqrt{3}$ 倍相电压的有效值。中性线电流应为每相(线)零序电流有效值的 3 倍, 即

$$I_n = 3 \sqrt{I_{p3}^2 + I_{p9}^2 + I_{p15}^2 + \dots}$$

对于三角形联结的电源, 零序电压源是等幅同相位的, 且电源具有内阻抗, 因此会在三角形电源的回路中产生零序环流, 零序环流的作用使得电源的零序线电压等于零。由于三角形连接没有中性线作为零序电流的回路, 所以除了电源中有零序环流外, 外电路中电压、电流均不含零序谐波分量。

第 6 章 线性动态电路分析

含有电感、电容等动态元件的电路称为动态电路。本章分别介绍线性动态电路的时域分析方法和复频域分析方法。

1 基本概念

由电感、电容等动态元件组成的电路称为动态电路。

电感和电容的元件约束关系是用微分或积分的形式来表示的，因此描述动态电路的方程将是以电压或电流为变量的微分方程。如果电路中的电感、电容元件是线性非时变的，那么描述此电路的是一个或一组线性常系数微分方程。

由一阶微分方程描述的电路称为一阶动态电路；类似地，由二阶微分方程描述的电路称为二阶动态电路。高阶动态电路（简称高阶电路）则是用三阶或更高阶微分方程描述的电路。

一般以电感电流或电容电压来建立描述动态电路的微分方程。

当动态电路的电路结构或元件参数发生变化时，称动态电路发生了换路。在换路瞬间，如果流过电容的电流和/或电感两端的电压是有限值，则电容电压和电感电流在换路前后保持不变。假设换路在 $t=0$ 时刻发生，有 $u_C(0^+) = u_C(0^-)$ 和 $i_L(0^+) = i_L(0^-)$ ，称为换路定律。

动态电路发生换路后所经历的过程称为过渡过程。换路后瞬间电路中各变量的值就称为电路的初始值或初始条件。对于高阶电路，求解描述电路的 n 阶微分方程时需要 n 个初始值，它们分别是该变量的初始值及其 1, 2, ..., $n-1$ 阶导数的初始值。

仅有储能元件的初始储能能在电路中产生的响应称为零输入响应。对该电路建立的数学模型是齐次微分方程。零输入响应与电路的初始值成正比，称为零输入线性。

电路中所有储能元件的初始储能为零，仅由外加激励引起的响应称为零状态响应。零状态响应与外加激励成正比，称为零状态线性。

初始储能和外加激励在电路中共同引起的响应称为全响应。由叠加定理可知，全响应等于零输入响应与零状态响应之和。全响应既不与初始值成正比，也不与外加激励成正比，它与初始值和外加激励是线性关系。全响应还可以分解为自由响应和强制响应。自由响应对应的是非齐次微分方程的通解即齐次微分方程的解，强制响应对应的是非齐次微分方程的特解。零输入响应只有自由分量（或称自由响应），零状态响应既有自由分量，又有强制分量。

在直流激励或正弦激励下，电路的自由分量又称为暂态分量，强制分量又称为稳态分量。

2 动态电路的时域分析方法

2.1 一阶电路

2.1.1 一阶电路的零输入响应

图 2.6-1 所示电路中，电容的初始电压 $u_C(0^-) = U_0$ ， $t=0$ 时将开关 S 合上。

显然，当开关合上以后，电容与电阻会形成放电回路，

电阻要消耗能量，零输入响应终将为零。

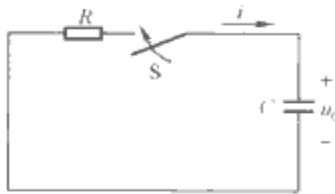


图 2.6-1 RC 电路的零输入响应
建立描述电路的微分方程

$$RC \frac{du_C}{dt} + u_C = 0$$

电容电压的零输入响应为

$$u_C(t) = U_0 e^{-\frac{t}{RC}} \quad t \geq 0$$

一阶 RC 和 RL 电路的零输入响应见表 2.6-1。

表 2.6-1 典型一阶电路的零输入响应

| 电路 | 响应表达式 (电容电压或 电感电流) | 响应波形 |
|----|--|------|
| | $u_C(t) = U_0 e^{-\frac{t}{RC}} \quad t \geq 0$ | |
| | $i_L(t) = I_0 e^{-\frac{t}{L/R}} \quad t \geq 0$ | |

2.1.2 时间常数

表征一阶电路过渡过程长短的量称为一阶电路的时间常数。同一个一阶电路中的所有变量都是以相同的指数规律变化的，即一个电路只有一个时间常数。

RC 电路的时间常数 $\tau = RC$ ，RL 电路的时间常数 $\tau = \frac{L}{R}$ 。

工程上一般认为经过 $3\tau \sim 5\tau$ 后，过渡过程结束。

2.1.3 一阶电路的零状态响应

图 2.6-2 所示电路中，电容无初始储能。 $t=0$ 时将开关 S 闭合。开关闭合后，电源通过电阻对电容充电，因此该电路的过渡过程也就是电容充电的过程。

建立描述换路后电路的一阶微分方程为

$$U_S = RC \frac{du_C}{dt} + u_C$$

电容电压的零状态响应为

$$u_C(t) = U_S (1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \quad t \geq 0$$

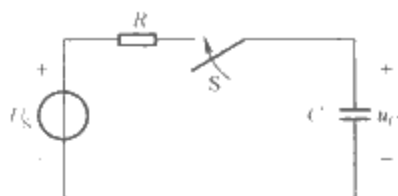


图 2.6.2 RC 电路的零状态响应

典型的一阶 RC 或 RL 电路的零状态响应见表 2.6-2。

表 2.6-2 典型电路的零状态响应

| 电路 | 响应表达式 (电容电压或 电感电流) | 响应波形 |
|--------------------------------|---|------|
| <p>$u_c(0^-)=0$</p> | $u_c(t) = U_s(1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \quad t \geq 0$ | |
| <p>$i_L(0^-)=0$</p> | $i_L(t) = \frac{U_s}{R}(1 - e^{-\frac{t}{L/R}}) \quad t \geq 0$ | |

一般情况下一阶电路中只含有一个储能元件。当电路中含有多个独立源和多个电阻串、并联时，可以将储能元件以外的电路进行戴维南等效，将原电路变换成表 2.6-2 所示的简单的 RL、RC 电路。

2.1.4 三要素法求解一阶电路

当一阶电路的激励为直流电源或正弦交流电源时，求解一阶电路还可以用更为简单的方法——三要素法。三要素法适用于求解激励为直流电源或正弦交流电源时一阶电路中任一变量的响应，包括零输入响应、零状态响应和全响应

三要素公式为

$$f(t) = f(\infty) + [f(0^+) - f(\infty)]e^{-\frac{t}{\tau}}$$

式中： $f(0^+)$ 为变量的初始值； $f(\infty) = f(t) \Big|_{t \rightarrow \infty}$ 为变量的稳态响应； τ 为电路的时间常数。

在直流激励下，电路到达新的稳态时，电容相当于开路，电感相当于短路，电压或电流的稳态响应也是一个直流量；在正弦交流激励下，电路到达新的稳态时，电压或电流的稳态响应是一个正弦函数。

举例如下。

已知图 2.6-3 所示电路中电容电压的初始值 $u_c(0^-) = U_0$ ， $t=0$ 时开关 S 闭合。用三要素法求电容电压和电容电流。

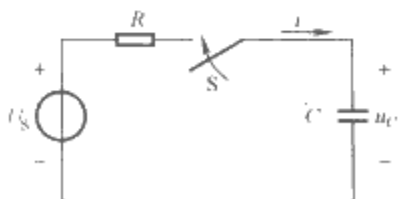


图 2.6-3 一阶 RC 电路

电容电压

$$u_c(0^+) = U_0, u_c(\infty) = U_s, \tau = RC$$

$$\begin{aligned} u_c(t) &= u_c(\infty) + [u_c(0^+) - u_c(\infty)]e^{-\frac{t}{\tau}} \\ &= U_s + (U_0 - U_s)e^{-\frac{t}{\tau}} \quad t \geq 0 \end{aligned}$$

电容电流

$$i_c(0^+) = \frac{U_s - U_0}{R}, i_c(\infty) = 0, \tau = RC$$

$$\begin{aligned} i_c(t) &= i_c(\infty) + [i_c(0^+) - i_c(\infty)]e^{-\frac{t}{\tau}} \\ &= \frac{U_s - U_0}{R}e^{-\frac{t}{\tau}} \quad t \geq 0 \end{aligned}$$

已知图 2.6-4 所示电路中，电感电流的初始值 $i(0^-) = I_0$ ，电压源 $u_s = U_m \sin(\omega t + \phi_u)$ ， $t=0$ 时开关 S 从 1 合向 2。求电感电流 $i_L(t)$ ($t \geq 0$)。

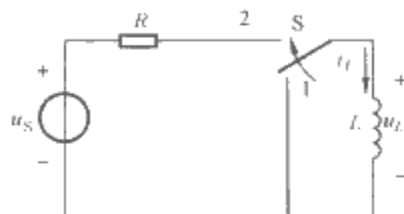


图 2.6-4 一阶 RL 电路

电感电流

$$i_L(0^+) = I_0$$

$$\begin{aligned} i_L(\infty) &= i_L(t) \Big|_{t \rightarrow \infty} \\ &= \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin(\omega t + \phi_u - \varphi) \\ \tau &= \frac{L}{R} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_L(t) &= i_L(\infty) + [i_L(0^+) - i_L(\infty)]e^{-\frac{t}{\tau}} \\ &= \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin(\omega t + \phi_u - \varphi) + \\ &\quad \left[I_0 - \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin(\phi_u - \varphi) \right] e^{-\frac{t}{\tau}} \quad t \geq 0 \end{aligned}$$

式中： $\varphi = \arctan \frac{\omega L}{R}$ 。

电感电流的稳态解 $i_L(t) \Big|_{t \rightarrow \infty}$ 既可以在时域用待定系数法，也可以在频域用相量法求解。

2.2 二阶电路

用二阶微分方程描述的电路称为二阶动态电路，简称二阶电路。

图 2.6-5 所示是一个 RLC 串联电路，在 $t=0$ 时将开关合上，假设电容电压的初始值 $u_c(0^-) = U_0$ ，电感无初始储能，定性讨论电阻取下面四种情况时电路中的响应 $u_c(t)$ ：

- (1) $R > 2\sqrt{\frac{L}{C}}$ 。
- (2) $R = 2\sqrt{\frac{L}{C}}$ 。

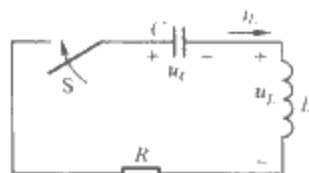


图 2.6-5 RLC 串联电路

(3) $0 < R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}$ 。

(4) $R = 0$ 。

首先建立描述电路的微分方程。根据 KVL，有

$$LC \frac{d^2 u_C}{dt^2} + RC \frac{du_C}{dt} + u_C = 0$$

其特征方程为

$$LCp^2 + RCp + 1 = 0$$

特征根为

$$p_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}$$

从上式可以看出，特征根仅与电路的参数和结构有关，与激励和初始储能无关。随着电路中 R 、 L 、 C 参数的不同，特征根就会出现不同的情况，

令 $\alpha = \frac{R}{2L}$ ， $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}}$ ，特征根有下面四种情况

$$p_{1,2} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} = \begin{cases} -\alpha \pm \alpha_d & \alpha > \omega_0 > 0 \\ -\alpha & \alpha = \omega_0 \\ -\alpha \pm j\omega_d & 0 < \alpha < \omega_0 \\ \pm j\omega_d & \alpha = 0 \end{cases}$$

式中： $\alpha_d = \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}$ ； $\omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$ ； p_1 取 “+” 号， p_2 取 “-” 号。

对应特征根的不同形式，齐次微分方程的解即电路的自由响应的表达式见表 2.6-3。

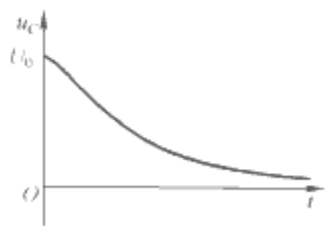
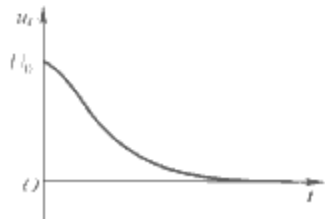
表 2.6-3 不同形式的特征根对应的自由响应

| 特征根的形式 | 自由响应表达式 | 自由响应形式 |
|---|--|---------------|
| $p_1 = -\alpha + \alpha_d, p_2 = -\alpha - \alpha_d$ 两个不相等的负实根 | $u_{Ch} = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}$ | 不振荡衰减 过阻尼 |
| $p_1 = p_2 = -\alpha$ 两个相等的负实根 | $u_{Ch} = (A_1 + A_2 t) e^{p_1 t}$ | 不振荡衰减 临界阻尼 |
| $p_1 = -\alpha + j\omega_d, p_2 = -\alpha - j\omega_d$ 两个共轭复根 | $u_{Ch} = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}$ 或 $u_{Ch} = k e^{-\alpha t} \sin(\omega_d t + \psi)$ | 衰减振荡 欠阻尼 |
| $p_1 = +j\omega_d, p_2 = -j\omega_d$ 两个共轭虚根 | $u_{Ch} = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}$ 或 $u_{Ch} = k \sin(\omega_d t + \psi)$ | 等幅振荡 无阻尼 |

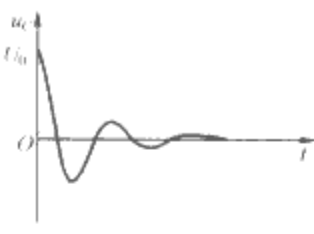
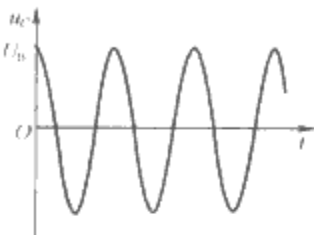
从表 2.6-3 可以看出，二阶电路特征根有可能出现两个共轭复根或共轭虚根的情况，在这两种情况下，电路的自由响应会出现振荡。

图 2.6-5 所示电路中电容电压 $u_C(t)$ 在四种不同的电阻 R 取值时的响应见表 2.6-4。

表 2.6-4 图 2.6-5 所示电路在四种 R 取值下 $u_C(t)$ 的响应

| R 取值 | 特征根 | 响应波形和性质 |
|---------------------------|--|---|
| $R > 2\sqrt{\frac{L}{C}}$ | $p_1 = -\alpha + \alpha_d$ $p_2 = -\alpha - \alpha_d$ |  过阻尼 不振荡衰减 |
| $R = 2\sqrt{\frac{L}{C}}$ | $p_1 = p_2 = -\alpha$ |  临界阻尼 不振荡衰减 |

续表

| R 取值 | 特征根 | 响应波形和性质 |
|-------------------------------|--|---|
| $0 < R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}$ | $p_1 = -\alpha + j\omega_d$ $p_2 = -\alpha - j\omega_d$ |  欠阻尼 衰减振荡 |
| $R = 0$ | $p_1 = +j\omega_d$ $p_2 = -j\omega_d$ |  无阻尼 等幅振荡 |

以图 2.6-6 所示电路说明二阶电路求解的过程。图中电阻 $R = 0.5\Omega$ ，电感 $L = 1\text{H}$ ，电容 $C = 0.25\text{F}$ ，电流源激励 $i_S = 2\text{A}$ ，电容初值 $u_C(0^-) = 3\text{V}$ ，电感初值 $i_L(0^-) = 0$ 。开关 S 在 $t = 0$ 时从 1 合向 2。求电路的响应 $u_C(t)$ 和 $i_L(t)$ 。

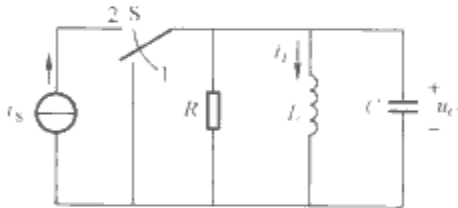


图 2.6-6 RLC 并联电路

(1) 列写微分方程。根据 KCL，有

$$\frac{u_C}{R} + i_L + C \frac{du_C}{dt} = i_S \tag{2.6-1}$$

将 $u_C = L \frac{di_L}{dt}$ 代入式 (2.6-1)，整理得

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \frac{1}{RC} \frac{di_L}{dt} + \frac{1}{LC} i_L = 4i_S$$

(2) 解微分方程。特征方程为

$$p^2 + \frac{1}{RC}p + \frac{1}{LC} = 0$$

代入元件参数值

$$p^2 + 8p + 4 = 0$$

特征根为

$$p_1 = -4 + 2\sqrt{3} = -0.536$$

$$p_2 = -4 - 2\sqrt{3} = -7.464$$

方程的通解为

$$i_{Lh} = A_1 e^{-0.536t} + A_2 e^{-7.464t}$$

方程的特解为

$$i_{Lp} = 2\text{A}$$

因此，方程的全解为

$$i_L = A_1 e^{-0.536t} + A_2 e^{-7.464t} + 2$$

(3) 求初始值。根据换路定律，有

$$u_C(0^+) = u_C(0^-) = 3\text{V}$$

$$i_L(0^+) = i_L(0^-) = 0$$

画出 0^+ 时刻等效电路如图 2.6-7 所示。

由图 2.6-7 可求得

$$\left. \frac{di_L}{dt} \right|_{t=0^+} = \frac{u_C(0^+)}{L} = 3\text{A/s}$$



图 2.6-7 RLC 并联电路 0^+ 时刻的等效电路

(4) 根据初始值确定全解中的待定系数

$$i_L(0^+) = A_1 + A_2 + 2 = 0$$

$$\left. \frac{di_L}{dt} \right|_{t=0^+} = -0.536A_1 - 7.464A_2 = 3$$

解得

$$A_1 = -1.722, A_2 = -0.278$$

因此, 电感电流

$$i_L = -1.722e^{-0.536t} - 0.278e^{-7.464t} + 2 \quad t \geq 0$$

电容电压

$$u_C = L \frac{di_L}{dt} = 0.923e^{-0.536t} + 2.075e^{-7.464t} \quad t \geq 0$$

电容电压 $u_C(t)$ 和电感电流 $i_L(t)$ 的响应曲线如图 2.6-8 所示。

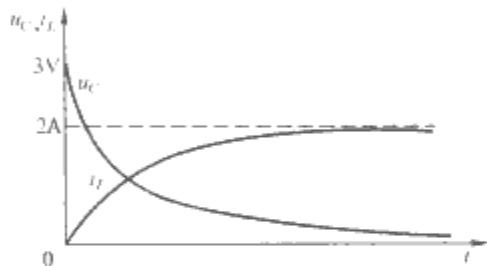


图 2.6-8 过阻尼状态下 RLC 并联电路中 u_C 、 i_L 的曲线

2.3 卷积积分

2.3.1 单位阶跃函数和单位阶跃响应

单位阶跃函数定义为

$$\epsilon(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ 1 & t \geq 0 \end{cases}$$

波形如图 2.6-9 (a) 所示。

定义任一时刻 t_0 起始的单位阶跃函数为

$$\epsilon(t - t_0) = \begin{cases} 0 & t < t_0 \\ 1 & t \geq t_0 \end{cases}$$

$\epsilon(t - t_0)$ 是延迟的单位阶跃函数, 波形如图 2.6-9(b) 所示。

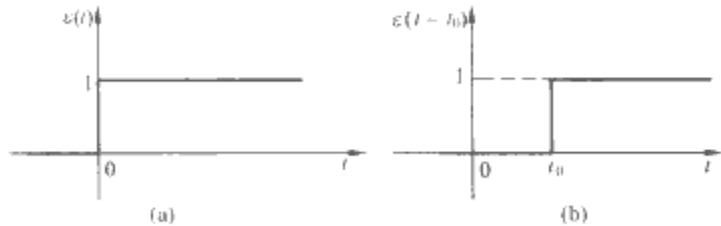


图 2.6-9 单位阶跃函数及其延迟

(a) 单位阶跃函数;

(b) 延迟的单位阶跃函数

电路在单位阶跃函数作用下产生的零状态响应就是单位阶跃响应。

图 2.6-10 所示电路中, 开关 S 在位置 1 时电路已达稳态。 $t=0$ 时将开关 S 从位置 1 合向位置 2, $t=1s$ 时又将开关 S 从位置 2 合向位置 1。求电容电压 $u_C(t) (t \geq 0)$ 。

用单位阶跃函数及其延迟激励可表示为

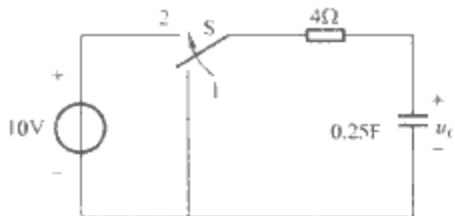


图 2.6-10 一阶 RC 电路

$$u_S = 10[\epsilon(t) - \epsilon(t-1)]V$$

图示 RC 电路的单位阶跃响应为

$$s(t) = (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})\epsilon(t)$$

利用线性非时变电路的线性性质和时不变性质, 图示电路中电容电压的响应为

$$u_C(t) = 10(1 - e^{-t})\epsilon(t) - 10[1 - e^{-(t-1)}]\epsilon(t-1)$$

2.3.2 单位冲激函数和单位冲激响应

单位冲激函数定义为

$$\begin{cases} \delta(t) = 0 & t \neq 0 \\ \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) dt = 1 \end{cases}$$

函数波形如图 2.6-11 (a) 所示。括号中的“1”表示冲激强度。与单位阶跃函数的延迟一样, 延迟的单位冲激函数定义为

$$\begin{cases} \delta(t - t_0) = 0 & t \neq t_0 \\ \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t - t_0) dt = 1 \end{cases}$$

函数波形如图 2.6-11 (b) 所示。

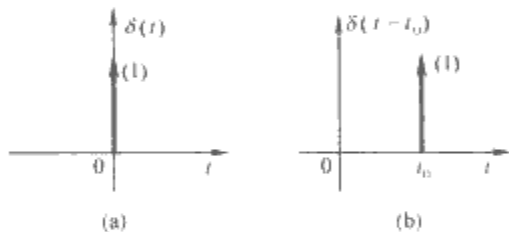


图 2.6-11 单位冲激函数及其延迟函数

(a) 单位冲激函数; (b) 延迟的单位冲激函数

单位冲激函数与单位阶跃函数的关系为

$$\frac{d}{dt}\epsilon(t) = \delta(t)$$

$$\int_{-\infty}^t \delta(\xi) d\xi = \epsilon(t)$$

单位冲激函数具有筛分性质。对于任意一个在 $t=0$ 时刻连续的函数 $f(t)$, 根据单位冲激函数的定义, 有

$$f(t)\delta(t) = f(0)\delta(t)$$

因此

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f(t)\delta(t) dt = f(0) \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) dt = f(0)$$

电路在单位冲激函数作用下产生的零状态响应称为单位冲激响应。

图 2.6-12 是一个在单位冲激电流作用下的 RC 电路。求该电路的单位冲激响应 $u_C(t)$ 。

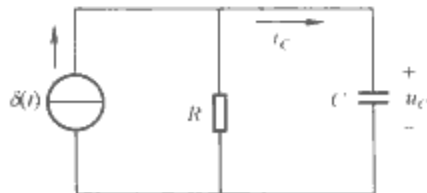


图 2.6-12 一阶 RC 电路的冲激响应

建立描述电路的方程为

$C \frac{du_C}{dt} + \frac{u_C}{R} = \delta(t)$ (2.6-2)

$t \in (-\infty, 0^-)$ 时, $\delta(t) = 0$, 因此 $u_C(0^-) = 0$ 。将 $t > 0^-$ 以后的电路分成两个时间段考虑:

(1) $0^- \rightarrow 0^+$, 冲激电流作用, 将式 (2.6-2) 两边积分

$C \int_{0^-}^{0^+} \frac{du_C}{dt} dt + \int_{0^-}^{0^+} \frac{u_C}{R} dt = \int_{0^-}^{0^+} \delta(t) dt$

电容电压中不可能含有冲激, 上式等号左边第二项积分值为 0; 再根据冲激函数的定义, 有

$C[u_C(0^+) - u_C(0^-)] = 1$
 $u_C(0^+) = \frac{1}{C}$

(2) $t > 0^+$ 时, 冲激电流为 0, 电路产生零输入响应

$u_C(t) = \frac{1}{C} e^{-\frac{t}{RC}}$

综上所述, 电容电压可表示为

$u_C(t) = \frac{1}{C} e^{-\frac{t}{RC}} \epsilon(t)$

进一步可求得电容电流为

$i_C(t) = C \frac{du_C}{dt} = e^{-\frac{t}{RC}} \delta(t) - \frac{1}{RC} e^{-\frac{t}{RC}} \epsilon(t)$
 $= \delta(t) - \frac{1}{RC} e^{-\frac{t}{RC}} \epsilon(t)$

电容电压和电容电流的波形如图 2.6-13 所示。

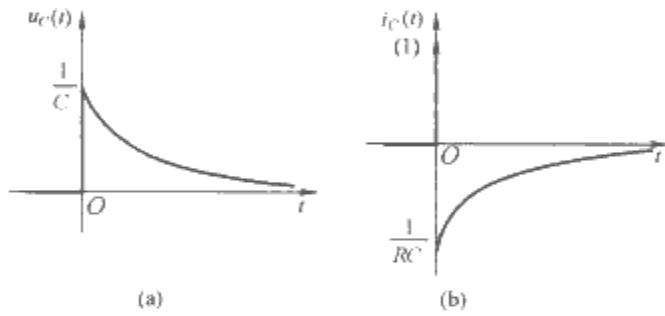


图 2.6-13 电容电压和电容电流的曲线
(a) 电容电压; (b) 电容电流

还可利用单位阶跃响应求单位冲激响应, 电路的单位冲激响应 $h(t)$ 与电路的单位阶跃响应 $s(t)$ 的关系为

$h(t) = \frac{ds(t)}{dt}$

对于图 2.6-12 所示电路, 电容电压和电容电流的单位阶跃响应为

$s_u(t) = R(1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \epsilon(t)$
 $s_i(t) = e^{-\frac{t}{RC}} \epsilon(t)$

因此, 电容电压和电容电流的单位冲激响应为

$h_u(t) = \frac{ds_u(t)}{dt} = R(1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \delta(t) + R \frac{1}{RC} e^{-\frac{t}{RC}} \epsilon(t)$
 $= \frac{1}{C} e^{-\frac{t}{RC}} \epsilon(t)$
 $h_i(t) = \frac{ds_i(t)}{dt} = -\frac{1}{RC} e^{-\frac{t}{RC}} \epsilon(t) + e^{-\frac{t}{RC}} \delta(t)$
 $= -\frac{1}{RC} e^{-\frac{t}{RC}} \epsilon(t) + \delta(t)$

几种典型电路的单位阶跃响应和单位冲激响应见表 2.6-5。

2.3.3 卷积积分应用

利用卷积积分可以求任意激励作用下电路的零状态响应。

两个时间函数 $f_1(t)$ 和 $f_2(t)$ 的卷积积分记做 $f_1(t) * f_2(t)$, 定义为

$f_1(t) * f_2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(\tau) f_2(t - \tau) d\tau$

卷积积分满足以下关系:

(1) 交换律, 即

$f_1(t) * f_2(t) = f_2(t) * f_1(t)$

表 2.6-5 几种典型电路的单位阶跃响应和单位冲激响应

| 电 路 | 单位阶跃响应 | 单位冲激响应 |
|-----|---|---|
| | $i_S = \epsilon(t)$ $u_C(t) = R(1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \epsilon(t)$ $i_C(t) = e^{-\frac{t}{RC}} \epsilon(t)$ | $i_S = \delta(t)$ $u_C(t) = \frac{1}{C} e^{-\frac{t}{RC}} \epsilon(t)$ $i_C(t) = -\frac{1}{RC} e^{-\frac{t}{RC}} \epsilon(t) + \delta(t)$ |
| | $i_S = \epsilon(t)$ $u_L = R e^{-(R/L)t} \epsilon(t)$ $i_L = [1 - e^{-(R/L)t}] \epsilon(t)$ | $i_S = \delta(t)$ $u_L = R \delta(t) - \frac{R^2}{L} e^{-\frac{R}{L}t} \epsilon(t)$ $i_L = \frac{R}{L} e^{-\frac{R}{L}t} \epsilon(t)$ |
| | $u_S = \epsilon(t)$ $u_C(t) = (1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \epsilon(t)$ $i_C(t) = \frac{1}{R} e^{-\frac{t}{RC}} \epsilon(t)$ | $u_S = \delta(t)$ $u_C(t) = \frac{1}{RC} e^{-\frac{t}{RC}} \epsilon(t)$ $i_C(t) = -\frac{1}{R^2 C} e^{-\frac{t}{RC}} \epsilon(t) + \frac{1}{R} \delta(t)$ |
| | $u_S = \epsilon(t)$ $u_L = e^{-(R/L)t} \epsilon(t)$ $i_L = \frac{1}{R} [1 - e^{-(R/L)t}] \epsilon(t)$ | $u_S = \delta(t)$ $u_L = \delta(t) - \frac{R}{L} e^{-\frac{R}{L}t} \epsilon(t)$ $i_L = \frac{1}{L} e^{-\frac{R}{L}t} \epsilon(t)$ |

(2) 结合律, 即

$$f_1(t) * [f_2(t) * f_3(t)] = [f_1(t) * f_2(t)] * f_3(t)$$

(3) 分配律, 即

$$f_1(t) * [f_2(t) + f_3(t)] = [f_1(t) * f_2(t)] + [f_1(t) * f_3(t)]$$

线性非时变电路在任意激励 $f(t)$ 作用下的零状态响应 $r(t)$ 等于该激励与电路的单位冲激响应 $h(t)$ 的卷积

$$r(t) = \int_0^t f(\tau) h(t-\tau) d\tau$$

举例如下。

(1) 图 2.6-14 所示电路中, 已知 $u_S = 2e^{-t}\epsilon(t)$ V, $R = 2\Omega$, $C = 0.2$ F, $u_C(0^-) = 2$ V。求电容电压 $u_C(t)$ 。

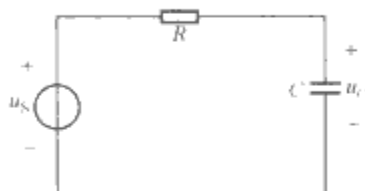


图 2.6-14 一阶 RC 电路

电路的零输入响应

$$u_{Czi} = u_C(0^-) e^{-\frac{1}{RC}t} = 2e^{-2.5t} \text{ V } t \geq 0$$

单位冲激响应

$$h(t) = \frac{1}{RC} e^{-\frac{1}{RC}t} = 2.5e^{-2.5t} \text{ V } t \geq 0$$

用卷积积分方法求电路的零状态响应得

$$\begin{aligned} u_{Czs} &= u_S(t) * h(t) = \int_0^t 2e^{-\tau} \times 2.5e^{-2.5(t-\tau)} d\tau \text{ V} \\ &= 5e^{-2.5t} \times \int_0^t e^{1.5\tau} d\tau \text{ V} \\ &= \left(3.33e^{-2.5t} \times e^{1.5\tau} \Big|_0^t \right) \text{ V} \\ &= 3.33(e^{-t} - e^{-2.5t}) \text{ V } t \geq 0 \end{aligned}$$

将零输入响应和零状态响应叠加, 得电路的全响应

$$\begin{aligned} u_C(t) &= u_{Czi} + u_{Czs} \\ &= (3.33e^{-t} - 1.33e^{-2.5t}) \text{ V } t \geq 0 \end{aligned}$$

(2) 已知电路的单位冲激响应 $h(t) = 2e^{-2t}\epsilon(t)$, 激励 $f(t)$ 如图 2.6-15 所示, 求电路的零状态响应。

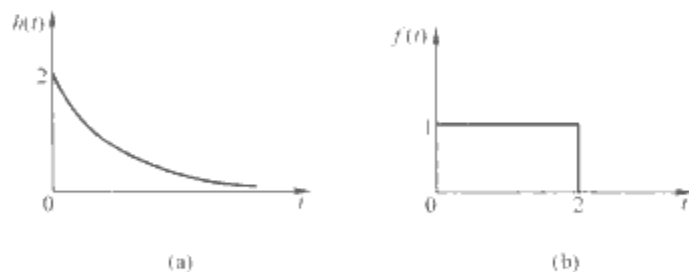


图 2.6-15 例图

(a) 单位冲激响应; (b) 激励

电路的零状态响应为

$$r(t) = f(t) * h(t) = \int_0^t f(\tau) h(t-\tau) d\tau$$

显然, $t < 0$ 时, 电路的响应为零。

当 $0 \leq t \leq 2$ 时, 由图 2.6-16 可知电路的零状态响应为

$$\begin{aligned} r(t) &= f(t) * h(t) = \int_0^t f(\tau) h(t-\tau) d\tau \\ &= \int_0^t 2e^{-2(t-\tau)} d\tau = 1 - e^{-2t} \end{aligned}$$

当 $t \geq 2$ 时, 由图 2.6-17 得电路的零状态响应为

$$\begin{aligned} r(t) &= f(t) * h(t) = \int_0^2 f(\tau) h(t-\tau) d\tau \\ &= \int_0^2 2e^{-2(t-\tau)} d\tau = e^{-2t}(e^4 - 1) = 53.6e^{-2t} \end{aligned}$$

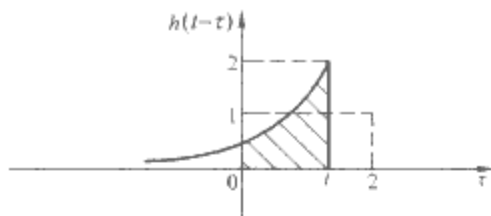


图 2.6-16 $0 \leq t \leq 2$ 时卷积积分图形

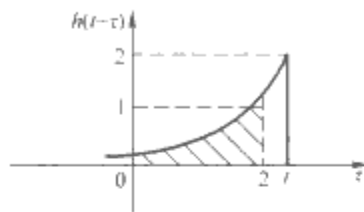


图 2.6-17 $t \geq 2$ 时的卷积积分图形

电路的零状态响应为

$$r(t) = f(t) * h(t) = \begin{cases} 1 - e^{-2t} & 0 \leq t \leq 2 \\ 53.6e^{-2t} & t \geq 2 \end{cases}$$

2.4 状态方程与状态方程的时域解

2.4.1 状态变量和状态方程

状态变量是满足下述条件的一组变量: 如果已知一组最少数量的变量在 t_0 时刻的初始值以及 $t \geq t_0$ 时电路的激励, 就可以完全确定 $t \geq t_0$ 时动态电路中的所有响应, 那么这组变量就称为该动态电路的一组状态变量。以状态变量为未知量列写的描述动态电路的一阶微分方程组就称为电路的状态方程。一个电路的状态变量的选择是不唯一的。一般选独立的电容电压和电感电流作为电路的状态变量。

设电路的一组状态变量为 $X = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$, V 表示输入量 (即电路中的所有独立源) 的列向量, 维数为 $m \times 1$, 则状态方程的标准形式为

$$\dot{X} = AX + BV$$

A 为 $n \times n$ 矩阵, B 为 $n \times m$ 矩阵。状态方程的左边是状态变量的一阶导数, 右边只含有状态量和输入量。

电路的输出方程标准形式为

$$Y = CX + DV$$

式中: Y 是表示输出变量的列向量。

2.4.2 列写状态方程

列写电路状态方程的常用方法有直观法和叠加法。

用直观法列写图 2.6-18 所示电路的状态方程。

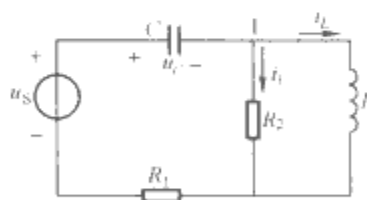


图 2.6-18 用直观法列写状态方程的电路图

选择 u_C , i_L 为状态变量。为使两个状态方程的左端分别为 $\frac{du_C}{dt}$ 和 $\frac{di_L}{dt}$, 分别对接有电容的节点列 KCL 方程, 对含有电感的回路列 KVL 方程, 得到

$$C \frac{du_C}{dt} = i_1 + i_L \quad (2.6-3)$$

$$L \frac{di_L}{dt} = u_S - u_C - R_1(i_1 + i_L) \quad (2.6-4)$$

用状态变量和输入量来表示非状态变量 i_1 , 有

$$u_S - u_C - R_1(i_1 + i_L) = R_2 i_1$$

得

$$i_1 = \frac{u_S - u_C - R_1 i_L}{R_1 + R_2} \quad (2.6-5)$$

将式(2.6-5)代入式(2.6-3)和式(2.6-4), 整理得

$$\frac{du_C}{dt} = -\frac{1}{(R_1 + R_2)C} u_C + \frac{R_2}{(R_1 + R_2)C} i_L + \frac{1}{(R_1 + R_2)C} u_S$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{R_2}{(R_1 + R_2)L} u_C - \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)L} i_L + \frac{R_2}{(R_1 + R_2)L} u_S$$

写成矩阵形式, 有

$$\begin{bmatrix} \frac{du_C}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{(R_1 + R_2)} \begin{bmatrix} -\frac{1}{C} & \frac{R_2}{C} \\ -\frac{R_2}{L} & -\frac{R_1 R_2}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_C \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{(R_1 + R_2)C} \\ \frac{R_2}{(R_1 + R_2)L} \end{bmatrix} u_S$$

用叠加法列写电路状态方程的基本步骤如下(设电路中有 m 个独立源):

(1) 选取独立电容电压和电感电流为电路的一组状态变量。

(2) 将相应的电容用电压源替代, 电感用电流源替代, 电压源和电流源的参考方向分别与原来的电容电压和电感电流的参考方向一致。

(3) 在替代后的电路中求每个独立源分别作用时对应于原电路中电容支路的电流和电感支路的电压。

(4) 根据叠加定理, 将步骤(3)中求得的结果相加, 再除以相应的电容或电感系数, 就得到原电路状态方程。

用叠加法列写图 2.6-19(a)所示电路的状态方程。

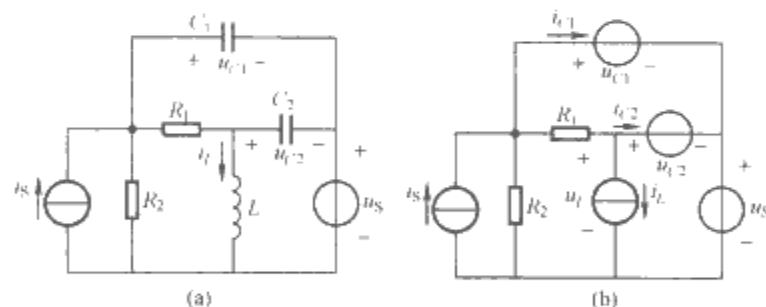


图 2.6-19 用叠加法列写状态方程电路图

(a)原电路; (b)替代后的电路

(1) 选择电容电压 u_{C1} 、 u_{C2} 和电感电流 i_L 作为状态变量。

(2) 将电容 C_1 、 C_2 分别用电压源 u_{C1} 、 u_{C2} 替代, 电感 L 用电流源 i_L 替代, 得到的新电路如图 2.6-19(b)所示。

(3) 在图 2.6-19(b)所示电路中, 用 u_{C1} 、 u_{C2} 、 i_L 、 u_S 、 i_S 表示出 i_{C1} 、 i_{C2} 和 u_L 。

根据叠加原理, i_{C1} 、 i_{C2} 、 u_L 等于电源 u_{C1} 、 u_{C2} 、 i_L 、 u_S 、 i_S 分别单独作用时所产生的相应分量的叠加, 写成下面的形式

$$\begin{cases} i_{C1} = h_{11} u_{C1} + h_{12} u_{C2} + h_{13} i_L + h_{14} u_S + h_{15} i_S \\ i_{C2} = h_{21} u_{C1} + h_{22} u_{C2} + h_{23} i_L + h_{24} u_S + h_{25} i_S \\ u_L = h_{31} u_{C1} + h_{32} u_{C2} + h_{33} i_L + h_{34} u_S + h_{35} i_S \end{cases} \quad (2.6-6)$$

电源 u_{C1} 、 u_{C2} 、 i_L 、 u_S 、 i_S 分别单独作用时的等效电路如图 2.6-20 所示。

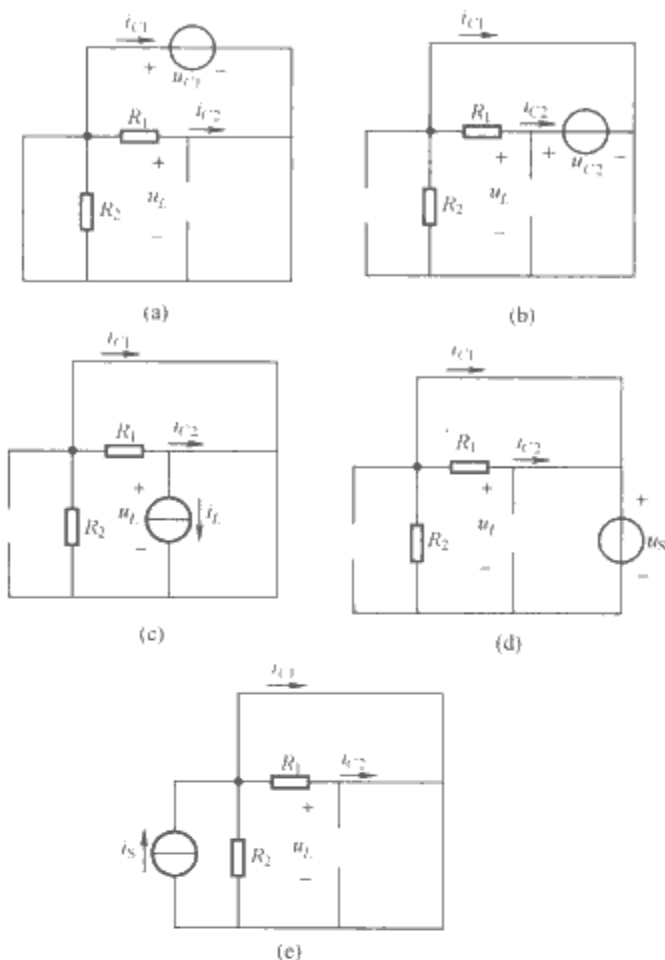


图 2.6-20 各独立源分别单独作用时的电路图

(a)电压源 u_{C1} 单独作用; (b)电压源 u_{C2} 单独作用;

(c)电流源 i_L 单独作用; (d)电压源 u_S 单独作用;

(e)电流源 i_S 单独作用

式(2.6-6)中各系数可以通过求解图 2.6-20 中相应的电路求得, 见表 2.6-6。

表 2.6-6 状态方程系数

| | u_{C1} | u_{C2} | i_L | u_S | i_S |
|----------|------------------------------|------------------|-------|------------------|-------|
| i_{C1} | $-\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}$ | $\frac{1}{R_1}$ | 0 | $-\frac{1}{R_2}$ | 1 |
| i_{C2} | $\frac{1}{R_1}$ | $-\frac{1}{R_1}$ | -1 | 0 | 0 |
| u_L | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |

(4) 将表 2.6-20 所述结果代入式(2.6-6), 得

$$i_{C1} = -\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} u_{C1} + \frac{1}{R_1} u_{C2} - \frac{1}{R_2} u_S + i_S$$

$$i_{C2} = \frac{1}{R_1} u_{C1} - \frac{1}{R_1} u_{C2} - i_L$$

$$u_L = u_{C2} + u_S$$

$$\text{又因为 } i_{C1} = C_1 \frac{du_{C1}}{dt}, i_{C2} = C_2 \frac{du_{C2}}{dt}, u_L = L \frac{di_L}{dt}, \text{ 代入}$$

上式并整理成标准形式为

$$\begin{bmatrix} \frac{du_{C1}}{dt} \\ \frac{du_{C2}}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C_1} & \frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ \frac{1}{R_1 C_2} & -\frac{1}{R_1 C_2} & -\frac{1}{C_2} \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{C1} \\ u_{C2} \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{R_2 C_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_S + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_S$$

$$\begin{bmatrix} -\frac{1}{R_2 C_1} & \frac{1}{C_1} \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_S \\ i_S \end{bmatrix}$$

2.4.3 状态方程的时域求解

若已知高阶电路的状态方程和初始条件分别为

$$\begin{aligned} \dot{X}(t) &= \mathbf{A}X(t) + \mathbf{B}V(t) \\ X(0) &= \xi \end{aligned} \tag{2.6-7}$$

式(2.6-7)和一阶微分方程形式上相似, 它的解答为

$$X(t) = \underbrace{e^{\mathbf{A}t}\xi}_{\text{零输入响应}} + \underbrace{e^{\mathbf{A}t} \int_0^t e^{-\mathbf{A}\tau} \mathbf{B}V(\tau) d\tau}_{\text{零状态响应}}$$

求解状态方程的关键是求解矩阵指数 $e^{\mathbf{A}t}$, 可以分别在时域中用矩阵对角化法和复频域中拉普拉斯变换法(见下文第3节)求解矩阵指数。

用矩阵对角化方法计算 $e^{\mathbf{A}t}$ 的步骤归纳如下:

(1) 由矩阵 \mathbf{A} 的特征方程

$$\det[\mathbf{A} - \lambda \mathbf{I}] = 0$$

解出特征值 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ (假设各特征值相异)。

(2) 对每一特征值 λ_i , 由式(2.6-8)求出其特征向量 p_i

$$[\mathbf{A} - \lambda_i \mathbf{I}] p_i = 0 \tag{2.6-8}$$

定义: $\mathbf{A} = \text{diag}[\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n]$

(3) 构造 \mathbf{A} 的对角化转换矩阵

$$\mathbf{P} = [p_1 \ p_2 \ \dots \ p_n]$$

求出它的逆矩阵 \mathbf{P}^{-1} 。

(4) 求出 $e^{\mathbf{A}t}$

$$e^{\mathbf{A}t} = \mathbf{P} e^{\mathbf{A}t} \mathbf{P}^{-1}$$

式中: $e^{\mathbf{A}t} = \text{diag}[e^{\lambda_1 t} \ e^{\lambda_2 t} \ \dots \ e^{\lambda_n t}]$

3 动态电路的复频域分析法

利用数学中的拉普拉斯变换可将时间函数的线性常系数微分方程变换为复变函数的代数方程, 从而使电路分析得以简化。拉普拉斯变换法分析电路亦称为电路的复频域分析法。

3.1 拉普拉斯变换的定义

定义在 $[0, \infty)$ 区间函数 $f(t)$ 的拉普拉斯正变换为

$$F(s) = \int_0^{+\infty} f(t) e^{-st} dt \tag{2.6-9}$$

式中: $s = \sigma + j\omega$ 称为复频率; $F(s)$ 为 $f(t)$ 的象函数; $f(t)$ 为 $F(s)$ 的原函数; 积分下限取 0 是考虑到 $t=0$ 时刻 $f(t)$ 中可能含有冲激函数 $\delta(t)$, 以方便电路初值的处理。

如果 $F(s)$ 已知, 可通过拉普拉斯反变换求其原函数 $f(t)$, 拉普拉斯反变换定义为

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} F(s) e^{st} ds \tag{2.6-10}$$

式(2.6-9)和式(2.6-10)构成拉普拉斯变换对。

拉普拉斯变换存在的条件为

$$|f(t)| \leq k e^{Mt}$$

式中: k 和 M 为两个正的有限值常数。

常用函数的拉普拉斯变换对见表 2.6-7。

表 2.6-7 常用函数的拉普拉斯变换对

| $f(t)$ | $F(s)$ |
|---------------------------------------|-------------------------------------|
| $\delta(t)$ | 1 |
| $\epsilon(t)$ | $\frac{1}{s}$ |
| $e^{-at}\epsilon(t)$ | $\frac{1}{s+a}$ |
| $t^n \epsilon(t)$ (n 是正整数) | $\frac{n!}{s^{n+1}}$ |
| $\sin \omega t \epsilon(t)$ | $\frac{\omega}{s^2 + \omega^2}$ |
| $\cos \omega t \epsilon(t)$ | $\frac{s}{s^2 + \omega^2}$ |
| $e^{-at} \sin \omega t \epsilon(t)$ | $\frac{\omega}{(s+a)^2 + \omega^2}$ |
| $e^{-at} \cos \omega t \epsilon(t)$ | $\frac{s+a}{(s+a)^2 + \omega^2}$ |
| $t e^{-at} \epsilon(t)$ | $\frac{1}{(s+a)^2}$ |
| $t^n e^{-at} \epsilon(t)$ (n 是正整数) | $\frac{n!}{(s+a)^{n+1}}$ |

3.2 拉普拉斯变换的常用性质

若 $L[f_1(t)] = F_1(s)$, $L[f_2(t)] = F_2(s)$, $L[f(t)] = F(s)$, 则

(1) 线性性质

$$L[af_1(t) + bf_2(t)] = aF_1(s) + bF_2(s)$$

(2) 时域微分性质

$$L\left[\frac{df(t)}{dt}\right] = sF(s) - f(0^-)$$

(3) 复频域微分性质

$$L[-tf(t)] = \frac{dF(s)}{ds}$$

(4) 时域积分性质

$$L\left[\int_0^t f(\tau) d\tau\right] = \frac{1}{s} F(s)$$

(5) 时域平移性质(延迟性质)

$$L[f(t-t_0)\epsilon(t-t_0)] = e^{-st_0} F(s)$$

(6) 复频域平移性质

$$L[e^{-at} f(t)] = F(s+a)$$

(7) 卷积定理: 两个原函数卷积的象函数等于这两个原函数分别对应的象函数的乘积, 即

$$\begin{aligned} L[f_1(t) * f_2(t)] &= L\left[\int_0^t f_1(\tau) f_2(t-\tau) d\tau\right] \\ &= F_1(s) F_2(s) \end{aligned}$$

经常利用拉普拉斯变换定义和性质对函数进行拉普拉斯正变换, 如求函数 $f(t) = te^{-at}\epsilon(t)$ 的象函数, 可由拉普拉斯变换定义, 得

$$\begin{aligned} F(s) &= \int_0^{\infty} t e^{-at} e^{-st} dt = \frac{-1}{s+a} \int_0^{\infty} t d e^{-(s+a)t} \\ &= \frac{-1}{s+a} \left[t e^{-(s+a)t} \Big|_0^{\infty} - \int_0^{\infty} e^{-(s+a)t} dt \right] \\ &= \frac{1}{(s+a)^2} e^{-(s+a)t} \Big|_0^{\infty} \\ &= \frac{1}{(s+a)^2} \end{aligned}$$

也可由拉普拉斯变换的复频域微分性质得

$$F(s) = L[tf(t)] = -\frac{dF(s)}{ds} = -\frac{d}{ds} \frac{1}{s+a} = \frac{1}{(s+a)^2}$$

或由拉普拉斯变换的复频域平移性质得

$$F(s) = L[f(t)e^{-at}] = F(s+a) = \frac{1}{(s+a)^2}$$

3.3 拉普拉斯反变换

由复频域的象函数求出与其对应的时间函数 $f(t)$ 的变换称为拉普拉斯反变换。拉普拉斯反变换定义如式(2.6-10)所示, 其涉及复变函数积分, 比较复杂。在电路分析中求拉普拉斯反变换的常用方法为部分分式展开法。

常见的象函数 $F(s)$ 是两个实系数 s 的多项式之比, 即 s 的有理式

$$F(s) = \frac{F_1(s)}{F_2(s)} = \frac{a_ms^m + a_{m-1}s^{m-1} + \dots + a_0}{b_ns^n + b_{n-1}s^{n-1} + \dots + b_0} \quad n > m$$

其中: $a_i (i=1, 2, \dots, m)$, $b_j (j=1, 2, \dots, n)$ 均为实数。

根据 $F_2(s)=0$ 根的情况, $F(s)$ 可展开为若干简单分式之和, 分别求出各简单分式的原函数, 则它们的和就是所求 $F(s)$ 的原函数。按照所求出根的不同类型, 有三种情况。

(1) $F_2(s)$ 有 n 个不同的实根 s_1, s_2, \dots, s_n , 则部分分式为

$$F(s) = \frac{k_1}{s-s_1} + \frac{k_2}{s-s_2} + \dots + \frac{k_i}{s-s_i} + \dots + \frac{k_n}{s-s_n}$$

计算式为

$$k_i = \frac{F_1(s)}{F_2(s)}(s-s_i) \Big|_{s=s_i} \quad (2.6-11)$$

$$\text{或} \quad k_i = \frac{F_1(s)}{F_2'(s)} \Big|_{s=s_i} \quad (i=1, 2, \dots, n)$$

式中: $F_2'(s)$ 为 $F_2(s)$ 的导函数。

原函数 $f(t)$ 为

$$f(t) = L^{-1}F(s) = \sum_{i=1}^n k_i e^{s_i t} \epsilon(t)$$

(2) $F_2(s)$ 含有一对共轭复根 $s_{1,2} = -\alpha \pm j\omega$, 其余为单根, 则部分分式为

$$F(s) = \frac{k_1}{s+\alpha-j\omega} + \frac{k_2}{s+\alpha+j\omega} + \dots$$

式中的 k_1, k_2 是一对共轭复数, 计算式为

$$\left. \begin{aligned} k_1 &= \frac{F_1(s)}{F_2(s)}(s+\alpha-j\omega) \Big|_{s=-\alpha+j\omega} = |k| e^{j\theta} \\ k_2 &= \frac{F_1(s)}{F_2(s)}(s+\alpha+j\omega) \Big|_{s=-\alpha-j\omega} = |k| e^{-j\theta} \end{aligned} \right\} \quad (2.6-12)$$

则原函数 $f(t)$ 为

$$f(t) = 2|k| e^{-\alpha t} \cos(\omega t + \theta) \epsilon(t) + \dots$$

(3) $F_2(s)$ 含有 n 重根, 其余为单根, 则部分分式为

$$F(s) = \frac{k_{11}}{s-s_1} + \frac{k_{12}}{(s-s_1)^2} + \dots + \frac{k_{1n-1}}{(s-s_1)^{n-1}} + \frac{k_{1n}}{(s-s_1)^n} + \dots$$

$$\text{其中:} \quad k_{1n} = [(s-s_1)^n F(s)] \Big|_{s=s_1}$$

$$k_{1n-1} = \left[\frac{d}{ds} (s-s_1)^n F(s) \right] \Big|_{s=s_1}$$

\vdots

$$k_{11} = \left[\frac{1}{(n-1)!} \frac{d^{n-1}}{ds^{n-1}} (s-s_1)^n F(s) \right] \Big|_{s=s_1}$$

查表可求出对应每一项的原函数, 它们的和就是所要求的原函数。

设象函数 $F(s)$ 的表达式为式(2.6-13)和式(2.6-14)

$$F(s) = \frac{s}{(s+1)(s^2+2s+5)} \quad (2.6-13)$$

$$F(s) = \frac{s+3}{(s+2)(s+1)^3} \quad (2.6-14)$$

试求其原函数。

式(2.6-13)分母 $F_2(s)=0$ 的根有单根 $s=-1$ 和一对共轭复根 $s=-1 \pm j2$, 则 $F(s)$ 的部分分式展开式为

$$F(s) = \frac{s}{(s+1)(s^2+2s+5)} = \frac{k_1}{s+1} + \frac{k_2}{s-(-1+j2)} + \frac{k_3}{s-(-1-j2)}$$

待定系数

$$k_1 = \frac{s}{(s^2+2s+5)} \Big|_{s=-1} = -\frac{1}{4}$$

$$k_2 = \frac{s}{(s+1)[s-(-1-j2)]} \Big|_{s=-1+j2}$$

$$= 0.280 \angle -63.4^\circ$$

$$k_3 = 0.280 \angle -63.4^\circ$$

则

$$f(t) = -0.25e^{-t}\epsilon(t) + 0.560e^{-t}\cos(2t-63.4^\circ)\epsilon(t)$$

式(2.6-14)分母 $F_2(s)=0$ 的根为单根 $s=-2$ 和三重根 $s=-1$, 则 $F(s)$ 的部分分式展开式为

$$F(s) = \frac{s+3}{(s+2)(s+1)^3} = \frac{k_1}{s+2} + \frac{k_{21}}{s+1} + \frac{k_{22}}{(s+1)^2} + \frac{k_{23}}{(s+1)^3}$$

各系数为

$$k_1 = F(s)(s+2) \Big|_{s=-2} = -1$$

$$k_{23} = F(s)(s+1)^3 \Big|_{s=-1} = 2$$

$$k_{22} = \frac{d}{ds} [F(s)(s+1)^3] \Big|_{s=-1} = -1$$

$$k_{21} = \frac{1}{2!} \frac{d^2}{ds^2} [F(s)(s+1)^3] \Big|_{s=-1} = 1$$

则

$$f(t) = (-e^{-2t} + e^{-t} - te^{-t} + t^2 e^{-t})\epsilon(t)$$

3.4 拉普拉斯变换法求解常系数微分方程

拉普拉斯变换法求解常系数微分方程是一种间接分析法。首先将常系数微分方程中每一项取拉普拉斯正变换, 将变量 t 的微分方程变换为复变量 s 的代数方程; 求解此代数方程, 得到变量 s 的解 $X(s)$, 它是复频域函数; 再取 $X(s)$ 的拉普拉斯反变换, 得到常系数微分方程的解。

3.4.1 用拉普拉斯变换法求解常系数微分方程

已知一电路可用常微分方程式描述为

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + 3 \frac{di_L}{dt} + 2i_L = 5\epsilon(t) \quad (2.6-15)$$

$$\text{其初始值为 } i_L(0^+) = i_L(0^-) = -1, \quad \frac{di_L}{dt} \Big|_{0^+} = \frac{di_L}{dt} \Big|_{0^-} = 2,$$

求解该微分方程。

将微分方程式(2.6-15)两边取拉普拉斯正变换得

$$s^2 I_L(s) - si_L(0^-) - \frac{di_L}{dt} \Big|_{0^-} + 3sI_L(s) - 3i_L(0^-) +$$

$$2I_L(s) = \frac{5}{s}$$

代入初始值, 整理得

$$s^2 I_L(s) + 3sI_L(s) + 2I_L(s) = \frac{5}{s} - s - 1$$

$$I_L(s) = \frac{-s^2 - s + 5}{s(s^2 + 3s + 2)} = \frac{5}{2s} - \frac{5}{s+1} + \frac{3}{2(s+2)}$$

再求 $I_L(s)$ 的拉普拉斯反变换得

$$i_L(t) = 2.5 - 5e^{-t} + 1.5e^{-2t} \quad t \geq 0$$

3.4.2 用拉普拉斯变换法求解状态方程

设状态方程为 $\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{V}$, 则状态变量对应的象函数为

$$\mathbf{X}(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}[\mathbf{X}(0) + \mathbf{B}\mathbf{V}(s)] \quad (2.6-16)$$

式中: $\mathbf{X}(0)$ 为初值列向量; \mathbf{I} 为单位矩阵。

对状态变量对应的象函数进行拉普拉斯反变换, 可求得状态变量 $\mathbf{x}(t)$ 。

若一电路的状态方程和初始值分别为

$$\begin{bmatrix} \frac{du_{C1}}{dt} \\ \frac{du_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -7 & -1 \\ 0 & -4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{C1} \\ u_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} 6$$

$$\begin{bmatrix} u_{C1}(0) \\ u_{C2}(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix}$$

求 u_{C1} 和 u_{C2} 。

可先求 $(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}$, 即

$$(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} = \begin{bmatrix} s+7 & 1 \\ 0 & s+4 \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{s+7} & \frac{-1}{(s+4)(s+7)} \\ 0 & \frac{1}{s+4} \end{bmatrix}$$

由式(2.6-16)的状态变量对应的象函数为

$$\mathbf{X}(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{s+7} & \frac{-1}{(s+4)(s+7)} \\ 0 & \frac{1}{s+4} \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} 1 \\ -2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{6}{s} \\ 0 \end{bmatrix} \right\}$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{1}{s+7} \frac{s+6}{s} + \frac{-2}{(s+4)(s+7)} \\ \frac{2}{s+4} \end{bmatrix}$$

作拉普拉斯反变换, 得

$$\begin{bmatrix} u_{C1} \\ u_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{17}{21}e^{-7t} - \frac{2}{3}e^{-4t} + \frac{6}{7} \\ 2e^{-4t} \end{bmatrix} \quad t \geq 0$$

3.5 拉普拉斯变换法分析动态电路

如果将电路的基本定律和元件特性都以电路中电压、电流等变量的象函数来表述, 就可以直接利用电路中变量的象函数来分析电路。

3.5.1 复频域基尔霍夫定律

KCL: $\sum I(s) = 0$

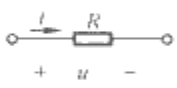
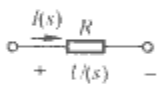
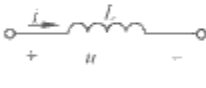
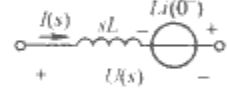
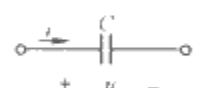
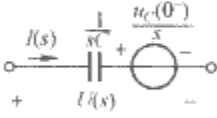
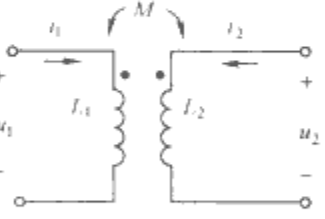
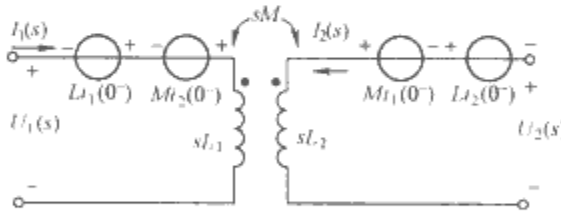
KVL: $\sum U(s) = 0$

3.5.2 元件的复频域模型

元件的复频域模型见表 2.6-8。

表 2.6-8

元件的复频域模型

| 时 域 模 型 | 复 频 域 模 型 |
|---|---|
| $u=Ri$  | $U(s)=RI(s)$  |
| $u=L \frac{di}{dt}$  | $U(s)=sLI(s)-Li(0^-)$  |
| $i=C \frac{du}{dt}$  | $U(s)=\frac{I(s)}{sC}+\frac{u_C(0^-)}{s}$  |
|  $\begin{cases} u_1=L_1 \frac{di_1}{dt}+M \frac{di_2}{dt} \\ u_2=L_2 \frac{di_2}{dt}+M \frac{di_1}{dt} \end{cases}$ |  $\begin{cases} U_1(s)=sL_1 I_1(s)+sMI_2(s)-L_1 i_1(0^-)-Mi_2(0^-) \\ U_2(s)=sL_2 I_2(s)+sMI_1(s)-L_2 i_2(0^-)-Mi_1(0^-) \end{cases}$ |

当储能元件初始值为零时, 若将 R 、 L 、 C 元件的运算阻抗(复频域阻抗)记为 $Z(s)$, 则有

$$U(s) = Z(s)I(s)$$

该式称为运算形式的欧姆定律。

3.5.3 电路的复频域模型

将时域电路中所有物理量(激励和响应)用对应的象函数表示, 各元件用相应的复频域模型(运算电路模型)表示, 各元件的连接关系不变, 便得到复频域电路模型。

3.5.4 拉普拉斯变换法分析动态电路的步骤

拉普拉斯变换法分析电路的步骤如下:

- (1) 由换路前电路求出 $u_C(0^-)$ 和 $i_L(0^-)$ 。
- (2) 建立复频域电路模型。

(3) 对复频域电路模型选用合适的电路分析方法求出响应的象函数。

(4) 反变换求得响应的原函数。

下面举例说明。图 2.6-21(a)所示稳态电路, 在 $t=0$ 时拉开开关 S , 试求电容电压 $u_C(t)$ 。

由换路前电路, 得

$$i_L(0^-) = \frac{9-1}{4} \text{A} = 2 \text{A}, u_C(0^-) = 1 \text{V}$$

画出图 2.6-21(a)所示电路的复频域电路模型如图 2.6-21(b)所示。

对图 2.6-21(b)所示的电路列写节点电压方程

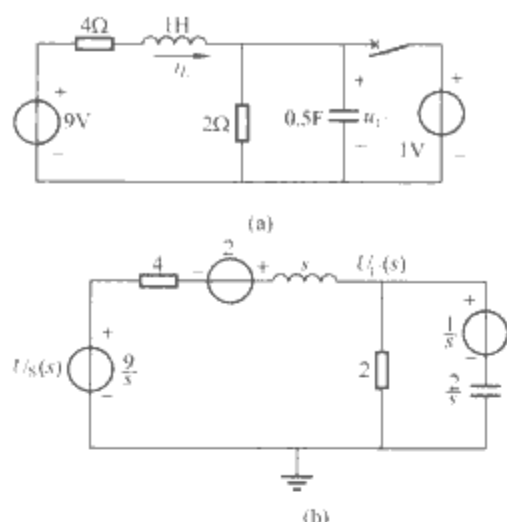


图 2.6-21 拉普拉斯变换法分析电路用图
(a)时域电路; (b)复频域电路

$$\left(\frac{1}{s+4} + \frac{1}{2} + \frac{s}{2}\right)U_C(s) = \frac{U_S(s)}{s+4} + \frac{2}{s+4} + \frac{1}{\frac{2}{s}} \quad (2.6-17)$$

整理得

$$\left[\frac{s^2+5s+6}{2(s+4)}\right]U_C(s) = \frac{U_S(s)}{(s+4)} + \frac{s+8}{2(s+4)}$$

$$U_C(s) = \frac{s^2+8s+18}{s(s^2+5s+6)}$$

最后, 由拉普拉斯反变换求 $u_C(t)$, 设 $U_C(s)$ 的部分分式展开式为

$$U_C(s) = \frac{s^2+8s+18}{s(s+2)(s+3)} = \frac{k_1}{s} + \frac{k_2}{s+2} + \frac{k_3}{s+3}$$

$$\text{其中 } k_1 = sU_C(s) \Big|_{s=0} = \frac{s^2+8s+18}{(s+2)(s+3)} \Big|_{s=0} = 3$$

$$k_2 = (s+2)U_C(s) \Big|_{s=-2} = \frac{s^2+8s+18}{s(s+3)} \Big|_{s=-2} = -3$$

$$k_3 = (s+3)U_C(s) \Big|_{s=-3} = \frac{s^2+8s+18}{s(s+2)} \Big|_{s=-3} = 1$$

则

$$u_C(t) = (3 - 3e^{-2t} + e^{-3t})\epsilon(t) \quad (\text{V})$$

利用拉普拉斯变换法分析动态电路时, 由于在复频域电路模型中已经考虑了初始值, 所以可以直接得到电路的全响应。

3.6 网络函数

3.6.1 网络函数定义

仅有一个激励源的电路中, 电路零状态响应的象函数 $R(s)$ 与激励的象函数 $E(s)$ 之比称为网络函数, 用符号 $H(s)$ 表示, 即

$$H(s) = \frac{R(s)}{E(s)}$$

网络函数只取决于网络的结构和参数, 与激励无关。

3.6.2 网络函数与单位冲激响应的关系

设电路激励为单位冲激函数 $\delta(t)$, 其零状态响应为单位冲激响应 $h(t)$ 。此时, 激励的象函数为

$$E(s) = L[\delta(t)] = 1$$

响应的象函数为

$$R(s) = H(s)E(s) = H(s) = L[h(t)] \quad (2.6-18)$$

式(2.6-18)表明, 网络函数和单位冲激响应构成一对拉普拉斯变换对。可以通过在复频域中求取网络函数的途径获得电路的冲激响应; 利用网络函数也可方便地求取电路在任意激励下的零状态响应, 有 $r(t) = L^{-1}[H(s)E(s)]$

3.6.3 正弦稳态时的网络函数

网络函数 $H(s)$ 中令 $s = j\omega$ (ω 为正弦激励时的角频率) 便得到正弦稳态时的网络函数, 即

$$H(j\omega) = \frac{R(j\omega)}{E(j\omega)} \quad (2.6-19)$$

式(2.6-19)也称为相量形式的网络函数。我们只需分析研究 $H(j\omega)$, 就可以决定某一频率 ω 下的正弦稳态响应, 也可以由此讨论网络的频率特性。

图 2.6-22(a) 所示电路, 若以 $u(t)$ 为输出, 求网络函数

$$H(s) = \frac{U(s)}{U_S(s)}$$

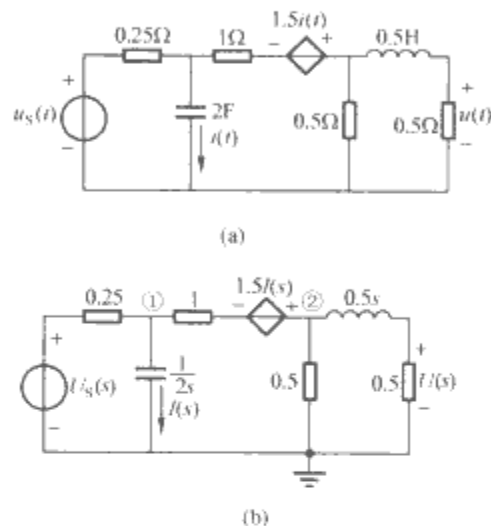


图 2.6-22 网络函数用图
(a)时域电路; (b)运算电路

运算电路模型如图 2.6-22(b) 所示, 设节点①、②的电压象函数分别为 $U_1(s)$ 和 $U_2(s)$, 则节点电压方程为

$$\begin{cases} (2s+4+1)U_1(s) - U_2(s) = \frac{U_S(s)}{0.25} - 1.5I(s) \\ -U_1(s) + \left(3 + \frac{1}{0.5s+0.5}\right)U_2(s) = 1.5I(s) \\ I(s) = 2sU_1(s) \end{cases} \quad (2.6-20)$$

求解式(2.6-20), 得

$$U_2(s) = \frac{U_S(s)(1+3s)}{(3s+6)}$$

由分压公式得

$$U(s) = \frac{0.5}{0.5(s+1)}U_2(s) = \frac{U_S(s)(1+3s)}{(s+1)(3s+6)}$$

网络函数为

$$H(s) = \frac{U(s)}{U_S(s)} = \frac{(1+3s)}{3(s+1)(s+2)}$$

下面讨论 $u_S(t) = \delta(t)$ V 时的冲激响应。

由网络函数定义有

$$R(s) = H(s)E(s) = H(s)L[\delta(t)] = H(s)$$

$$\text{则 } h(t) = L^{-1}\left[\frac{(1+3s)}{3(s+1)(s+2)}\right]$$

$$= \left(\frac{5}{3}e^{-2t} - \frac{2}{3}e^{-t}\right)V$$

再讨论 $u_S(t) = 2\cos t$ V 时的正弦稳态响应。

由网络函数定义有

$$U(s) = H(s)U_S(s) = \frac{(1+3s)}{3(s+1)(s+2)} \frac{2s}{s^2+1}$$

$$= \frac{\frac{2}{3}s}{s^2+1} + \frac{\frac{2}{3}}{s+1} + \frac{-\frac{4}{3}}{s+2}$$

作拉普拉斯反变换, 得

$$u = \left(\frac{2}{3} \cos t + \frac{2}{3} e^{-t} - \frac{4}{3} e^{-2t} \right) \varepsilon(t) \quad (\text{V})$$

因稳态时暂态分量为零, 故正弦稳态响应为 $u = \frac{2}{3} \sin(t + 90^\circ) \text{V}$ 。

也可以利用相量形式的网络函数求正弦稳态响应。在网络函数 $H(s)$ 中, 令 $j\omega$ 代替 s 得

$$H(j\omega) = H(s) \Big|_{s=j\omega} = \frac{1+j3}{3(j+1)(j+2)} = \frac{1+j3}{3(1+j3)} = \frac{1}{3}$$

正弦稳态响应的相量关系为

$$\underline{U} = H(j\omega) \underline{U}_S = \frac{2}{3} \angle 90^\circ$$

瞬时值为

$$u = \frac{2}{3} \sin(t + 90^\circ) \text{V}$$

第7章 非线性动态电路分析

本章介绍非线性动态电路的一些分析方法以及关于非线性动态电路解的一些主要结论,内容涉及非线性动态电路状态方程的编写,自治电路和非自治电路分析。在自治电路分析中,主要讨论自治电路流的相图结构,电路的常规稳态解,包括常数解、周期解和拟周期解的形式及其稳定性,并介绍电路中一类特殊的稳态解——混沌解及其特征和判定方法。在非自治电路分析中,主要讨论一类弱的非线性电路在周期激励下的解的形式,介绍其中出现的谐振现象和同步振荡现象。

1 非线性动态电路的状态方程

1.1 非线性电感元件和电容元件

在非线性动态电路中,除了非线性电阻元件之外,还可能出非线性电感元件和非线性电容元件。

1.1.1 非线性电感元件

二端非线性电感器元件的特性由它的磁链 ψ 与电流 i 的关系来表征。若磁链 ψ 可以表示为电流 i 的单值函数,即 $\psi=f(i)$,则该电感称为流控电感;反之,若电流可表示为磁链的单值函数,则称为链控电感。对于该二端元件,可分别定义其静态电感 L_s 和增量电感 L_δ 如下

$$L_s = \frac{\psi}{i}, L_\delta = \frac{d\psi}{di} \quad (2.7-1)$$

与电阻器类似,多端电感元件也可以用 n 端口等效表示。令 $\mathbf{i}=[i_1, i_2, \dots, i_n]^T$, $\boldsymbol{\psi}=[\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_n]^T$ 分别代表 n 端口电感器端口电流向量和磁链向量。若元件约束可表示为 $\boldsymbol{\psi}=f(\mathbf{i})$, $f: \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}^n$, 即磁链向量可表示为电流向量的单值函数,则此电感器称为流控电感器。若元件约束可表示为 $\mathbf{i}=f(\boldsymbol{\psi})$, 则此电感器称为链控电感器。对于流控电感元件,可定义其增量电感矩阵 \mathbf{L}_δ , 表示为

$$\mathbf{L}_\delta(\mathbf{i}) = \frac{\partial \boldsymbol{\psi}}{\partial \mathbf{i}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \psi_1}{\partial i_1} & \frac{\partial \psi_1}{\partial i_2} & \dots & \frac{\partial \psi_1}{\partial i_n} \\ \frac{\partial \psi_2}{\partial i_1} & \frac{\partial \psi_2}{\partial i_2} & \dots & \frac{\partial \psi_2}{\partial i_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial \psi_n}{\partial i_1} & \frac{\partial \psi_n}{\partial i_2} & \dots & \frac{\partial \psi_n}{\partial i_n} \end{bmatrix} \quad (2.7-2)$$

1.1.2 非线性电容元件

由非线性电感元件的描述方法可平行地定义非线性电容元件。非线性电容元件的约束表示为其电压和电荷的代数方程。若电压可表示为电荷的单值函数,则该元件称为荷控电容器;反之,若电荷可表示为电压的单值函数,则称为压控电容器。对二端元件,可定义静态电容 C_s 和增量电容 C_δ , 对于多端元件,与式(2.7-2)类似可定义其增量电容矩阵 \mathbf{C}_δ 。

1.2 状态方程的建立

研究非线性电路的动态过程,在很多情况下是研究电路的状态方程。考察由独立电源、电阻元件、线性受控源、电感元件和电容元件组成的网络 N , 其中除独立电源可以是时变元件外,其余都是非时变元件。假设网络中不含电容、

电压源构成的回路及电感、电流源构成的割集,则选用电感元件的磁链或电流,电容元件的电荷或电压作为状态变量,可建立电路的状态方程。

将网络 N 中所有独立电源、电感元件和电容元件从网络中分离出来,余下的电阻与受控源构成电阻性 n 端口网络 N , 如图 2.7-1 所示。网络 N 的 n 个端口中,一部分是独立电源端口,另一部分是电感元件端口,其余的为电容元件端口。由替代定理将电感元件端口端接的电感元件用等效电流源替代,将电容元件端口端接的电容元件用等效电压源替代。当电阻性网络 N 有解时,可写出在所有独立电源、电感电流 i_L (等效电流源) 和电容电压 u_C (等效电压源) 作用下各电感元件端口与电容元件端口上的电感电压向量 \mathbf{u}_L 和电容电流向量 \mathbf{i}_C , 表示为如下形式

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{u}_L &= -\mathbf{h}_1 [\mathbf{i}_L, \mathbf{u}_C, \mathbf{u}_s(t), \mathbf{i}_s(t)] \\ \mathbf{i}_C &= -\mathbf{h}_2 [\mathbf{i}_L, \mathbf{u}_C, \mathbf{u}_s(t), \mathbf{i}_s(t)] \end{aligned} \right\} \quad (2.7-3)$$

式中: $\mathbf{u}_s(t)$ 和 $\mathbf{i}_s(t)$ 分别代表独立电压源向量和独立电流源向量。

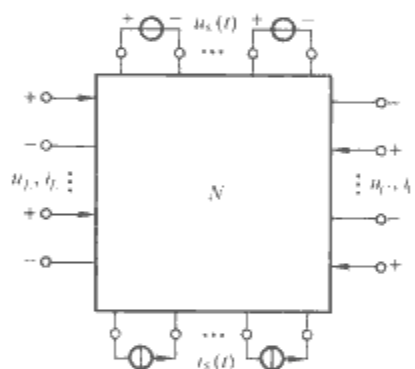


图 2.7-1 抽出动态元件、电源后的电阻性网络 N

若电感元件是链控的,电容元件是荷控的,则可将电感端口电流和电容端口电压分别写成磁链 $\boldsymbol{\psi}$ 的函数 $\mathbf{i}_L(\boldsymbol{\psi})$ 和电荷 \mathbf{q} 的函数 $\mathbf{u}_C(\mathbf{q})$ 。代入式(2.7-3)得到

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\boldsymbol{\psi}}{dt} &= -\mathbf{h}_1 [\mathbf{i}_L(\boldsymbol{\psi}), \mathbf{u}_C(\mathbf{q}), \mathbf{u}_s(t), \mathbf{i}_s(t)] \\ \frac{d\mathbf{q}}{dt} &= -\mathbf{h}_2 [\mathbf{i}_L(\boldsymbol{\psi}), \mathbf{u}_C(\mathbf{q}), \mathbf{u}_s(t), \mathbf{i}_s(t)] \end{aligned} \right\} \quad (2.7-4)$$

若电感器是流控的,电容器是压控的,则有

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_L &= \frac{d\boldsymbol{\psi}(\mathbf{i}_L)}{dt} = \frac{\partial \boldsymbol{\psi}(\mathbf{i}_L)}{\partial \mathbf{i}_L} \frac{d\mathbf{i}_L}{dt} = \mathbf{L}_\delta(\mathbf{i}_L) \frac{d\mathbf{i}_L}{dt} \\ \mathbf{i}_C &= \frac{d\mathbf{q}(\mathbf{u}_C)}{dt} = \frac{\partial \mathbf{q}(\mathbf{u}_C)}{\partial \mathbf{u}_C} \frac{d\mathbf{u}_C}{dt} = \mathbf{C}_\delta(\mathbf{u}_C) \frac{d\mathbf{u}_C}{dt} \end{aligned}$$

式中: \mathbf{L}_δ 、 \mathbf{C}_δ 分别是电感元件的增量电感矩阵和电容元件的增量电容矩阵。

若 \mathbf{L}_δ 、 \mathbf{C}_δ 的逆矩阵存在,则可得到

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\mathbf{i}_L}{dt} &= -\mathbf{L}_\delta^{-1}(\mathbf{i}_L) \mathbf{h}_1 [\mathbf{i}_L, \mathbf{u}_C, \mathbf{u}_s(t), \mathbf{i}_s(t)] \\ \frac{d\mathbf{u}_C}{dt} &= -\mathbf{C}_\delta^{-1}(\mathbf{u}_C) \mathbf{h}_2 [\mathbf{i}_L, \mathbf{u}_C, \mathbf{u}_s(t), \mathbf{i}_s(t)] \end{aligned} \right\} \quad (2.7-5)$$

式(2.7-4)和式(2.7-5)即为所求的非线性动态电路的状态方程。

令

$$x = \begin{bmatrix} \phi \\ q \end{bmatrix} \text{ 或 } x = \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix}, s(t) = \begin{bmatrix} u_s(t) \\ i_s(t) \end{bmatrix} \quad (2.7-6)$$

则电路的状态方程可统一表示为如下形式

$$\frac{dx}{dt} = f(x, t) \quad (2.7-7)$$

等式右边自变量 t 是由时变独立电源引入。这种显含 t 的状态方程称为非自治状态方程, 相应的电路称为非自治电路。若独立电源非时变, 即为直流激励, 则状态方程中不显含 t , 表示为

$$\frac{dx}{dt} = f(x) \quad (2.7-8)$$

这种状态方程称为自治状态方程, 此时的电路称为自治电路。

【例 2.7-1】 试列出图 2.7-2(a) 所示网络的约束方程。电路中唯一的非线性元件是一非线性荷控电容, 元件约束为 $u = f(q) = q/C_1 + k_3 q^3$ 。

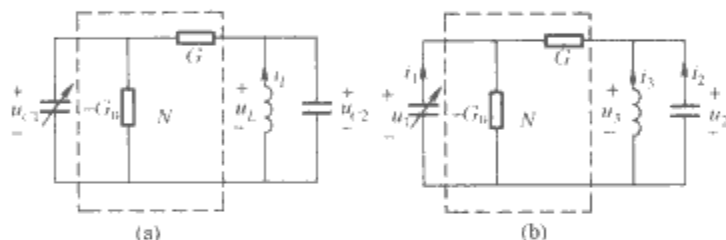


图 2.7-2 非线性三阶自治电路及其等效三端口网络
(a) 非线性三阶自治电路; (b) 电阻三端口网络

解

抽出三个动态元件得到电阻三端口网络如图 2.7-2 (b) 所示。可计算出电阻三端口网络混合矩阵为

$$H = \begin{bmatrix} G - G_0 & -G & 0 \\ -G & G & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

从而得到

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} q_{C1} \\ C_2 u_{C2} \\ Li_L \end{bmatrix} = -H \begin{bmatrix} u_{C1} \\ u_{C2} \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (G_0 - G)f(q_{C1}) + Gu_{C2} \\ Gf(q_{C1}) - Gu_{C2} + i_L \\ -u_{C2} \end{bmatrix}$$

以 (q_{C1}, u_{C2}, i_L) 作为系统状态变量, 对上式作简单变换可得到自治状态方程。

2 非线性自治电路

2.1 自治电路与动力系统

实际电路的动态过程只有一个。若电路模型符合实际情况, 则对于给定的状态初值, 可认为电路状态方程式 (2.7-7) 和式 (2.7-8) 的解存在且具有唯一性。

对式(2.7-8)表示的自治电路状态方程, 记方程的解为 $\varphi(t, t_0, x_0)$, 其中 t 为时间变量, t_0 为初始时刻, x_0 为初始时刻状态值。可以证明 $\varphi(t, t_0, x_0)$ 作为自治状态方程从初值状态 x_0 出发的一条轨线, 其初值时刻 t_0 可任意规定。因此统一规定初值状态对应的起始时刻为 $t_0 = 0$, 自治电路的解记为 $\varphi_t(x_0)$ 。

自治状态方程解的形式 $\varphi_t(x)$ 表示通过 x 经 t 时间演化后自治系统的状态, 映射 $\varphi_t(x): R \times R^n \rightarrow R^n$ 将完全表示自

治系统的演化规律。因此 $\varphi_t(x)$ 又称为自治状态方程的流, 或由 f 建立的流。 $\varphi_t(x)$ 满足以下基本性质:

- (1) $\varphi_0(x) = x$, 即 $\varphi_0(\cdot)$ 是恒等映射。
- (2) $\varphi_{t_1}[\varphi_{t_2}(x)] = \varphi_{t_1+t_2}(x) = \varphi_{t_2}[\varphi_{t_1}(x)]$ 。
- (3) $\varphi_t(x)$ 对 (t, x) 连续。

在数学上将满足以上三条性质的映射 $\varphi_t(x): R \times R^n \rightarrow R^n$ 称为动力系统。由于自治电路构成一个动力系统, 它的流 $\varphi_t(x)$ 又称为动力系统的流。

记作 $O_\varphi(x) = \{\varphi_t(x) \mid t \in R\} \subset R^n$ 表示 $\varphi_t(x)$ 经过某个初值状态 x 的一条运动轨道。可以验证对任意两个初值状态 x_1 和 x_2 , $O_\varphi(x_1)$ 和 $O_\varphi(x_2)$ 或者重合, 或者(对有限时间)不相交。在系统状态空间(即 R^n)中绘出 $O_\varphi(x)$ 的图像, 并用箭头标明对应于时间 t 增大的方向, 表示经过 x 的系统运动轨线。由于所有轨线互不相交, 这样从所有不同初值点出发的轨线将在系统状态空间中形成特定的拓扑结构图, 称为自治系统的相图。每一个自治系统将对应特定的相图。

在分析自治电路的解时, 运动方程为非线性形式, 通常无法获得其解析解, 或者该电路根本不存在解析解。但由于自治电路构成一个自治系统, 可以根据动力系统的相关分析方法, 大致描绘出其相图的形式。由此可以了解到进入稳态后, 该自治电路有哪些可能的运动形式; 这些稳态形式中哪些是稳定的, 从而可以在实际电路中稳定存在; 针对这些可实际观察到的稳定运动状态, 可进一步考察收敛到该状态的初值集合如何分布, 以怎样的运动趋势接近稳态形式。这些问题的解答是非线性自治电路分析非常重要的内容, 对实际电路系统的预测、控制和设计具有重要的指导意义。

2.2 自治电路的四种稳态解

所谓电路系统的稳态解, 从物理意义上讲是指电路或系统发生换路或发生状态改变后, $t \rightarrow +\infty$ 或 $t \rightarrow -\infty$ 时对应的响应。对于直流激励下的非线性自治电路, 其稳态解共有四种形式, 即常数解、周期解、拟周期解和混沌解。这四种稳态解在相空间中形成特定的轨道形式, 分别称为平衡点、极限圈、极限环和混沌吸引子(又称奇怪吸引子)。对于一个特定的非线性自治系统, 它的相空间中可能包含多个这种特定的轨道形式。因而对于一个特定的非线性自治电路, 其稳态解的形式可能有多种。至于电路最终将趋于其中哪一个稳态解, 取决于电路的初值状态。

2.2.1 常数解(平衡点)

满足 $f(x_e) = 0$ 的点 x_e 称为动力系统的平衡点。经过平衡点 x_e 的系统轨线 $\varphi_t(x_e)$ 退化为相空间中的一个点, 即 $\varphi_t(x_e) = x_e$ 。此时系统的状态始终保持为常数不变, 即电路具有常数解。

平衡点处 $f(x_e) = 0$ 意味着此时电感端口的磁链变化率和电容端口的电荷变化率都为 0, 相当于将所有电感端口短路, 电容端口开路。因此, 为求解自治电路的常数解, 只需将电路中的电感端口短路、电容端口开路, 计算该电阻电路的工作点。由非线性电阻电路工作点求解过程可以知道, 一个电路可能没有工作点, 可能有一个、多个或无穷多个工作点。因此, 非线性自治动态电路可能没有平衡点, 也可能会有一个、多个或无穷多个平衡点。

2.2.2 周期解(极限圈)

非线性自治电路可以激发出稳定的周期振荡, 如电子电路中的正弦波信号发生器、方波信号发生器等。这种自激周期振荡在相空间中的运动轨线 $\varphi_t(x)$ 为一条封闭曲线, 并且

存在有限时间 $T > 0$, 满足 $\varphi_{t+T}(x) = \varphi_t(x)$, 该封闭曲线称为极限圈(通常也称一维极限环), 满足 $\varphi_{t+T}(x) = \varphi_t(x)$ 的最小时间 T 称为极限圈和周期解的周期。

对于周期解的任何分量, 其频谱为以 $f = 1/T$ 为基频的离散线谱, 高次谐波分量频率分别等于 k/T , $k = \pm 1, \pm 2, \dots$ 。由于周期解波形不同, 某些谐波分量可能不存在。

2.2.3 拟周期解(极限环)

非线性自治电路还可能激发出稳定的拟周期振荡。与周期信号类似, 拟周期信号也具有离散的线谱, 但其中存在频率不可通约的谱线。由于存在不可通约的频率成分, 拟周期振荡的运动轨线在相空间并不封闭。实际上, 系统状态被限定在一个二维以上的环面上运行, 并且随着演化不断进行, 其运动轨线将布满整个环面, 该环面称为极限环。

2.2.4 混沌解(奇怪吸引子)

除以上三种运动形态外, 在三阶以上非线性自治电路中, 还可能出现一种非常复杂的运动形态。在相空间内, 系统表现为限定在有限区域内的往复运动, 但运动显得杂乱无章, 无法预测其长期行为。并且运动表现为某种初值敏感依赖性, 从两个非常接近的初值状态出发的两条运动轨道在经历一段比较接近的运动轨迹后, 最终分离成两条看起来毫不相关的轨道。这种限定在有限区域内, 表现为初值敏感依赖性的确定性运动形式称为混沌。混沌运动稳态运动轨道形成的集合具有复杂的几何形状和分形的特征, 其维数通常为一个分数。这种具有分数维的混沌运动轨线的集合通常又称为奇怪吸引子。

从频谱上看, 混沌信号的频谱表现为连续的宽频谱, 明显不同于确定性的周期和准周期的离散线谱形式。非线性自治电路的四类稳态解特征比较见表 2.7-1。

表 2.7-1 非线性自治电路四类稳态解特征比较

| 稳态解 | 吸引子形状 | 吸引子维数 | 频谱特征 |
|------|-------|---------------|-------------------|
| 常数解 | 平衡点 | 0 | 只有直流分量 |
| 周期解 | 极限圈 | 1 | 离散线谱, 包含基波和高次谐波分量 |
| 拟周期解 | 极限环 | ≥ 2 , 整数 | 离散线谱, 包含不可通约的频率分量 |
| 混沌解 | 奇怪吸引子 | > 2 , 分数 | 连续宽频谱 |

2.3 平衡点附近轨道结构

平衡点 x_e 作为相空间的一条轨线, 其结构非常简单, 但平衡点附近的轨道结构却可能千变万化。为便于叙述, 假设已通过坐标变换, 将所要考察的平衡点移至坐标原点, 即 $x_e = 0$, 此时自治系统状态方程可表示为

$$\dot{x} = f(x), f(0) = 0 \quad (2.7-9)$$

记作 $A = Df(x_e) |_{x_e=0}$ 为非线性系统在平衡点处的雅可比矩阵, 由 A 构成的如下线性系统

$$\dot{x} = Ax, A = Df(x_e) |_{x_e=0} \quad (2.7-10)$$

称为非线性自治系统[式(2.7-9)]在平衡点 $x_e = 0$ 处的线性化系统。

(1) 双曲平衡点和 Hartman 定理。

定义 2.7-1(双曲平衡点) 设矩阵 A 是非线性系统平衡点 x_e 处的雅可比矩阵。若矩阵 A 的所有特征值的实部不为 0, 则平衡点 x_e 称为双曲平衡点; 否则称为非双曲平衡点。

定理 2.7-1(Hartman-Grobman 定理) 如果非线性系

统在平衡点 x_e 处雅可比矩阵 A 的所有特征值实部都不为 0, 则在平衡点 x_e 的邻域 $U \subset \mathbb{R}^n$ 上, 存在一个微分同胚 $h: U \rightarrow h(U)$, 将非线性系统[式(2.7-9)]的流 φ_t 映射为其线性化系统[式(2.7-10)]的流 e^{At} , 即有 $\varphi_t(x_0) = h(e^{At}x_0)$ 。

所谓微分同胚, 简单地说就是一个可逆映射, 且该映射及其逆映射都可微。Hartman 定义表明, 双曲平衡点附近系统解的形式在微分同胚意义下与线性系统的解 e^{At} 等价, 即双曲平衡点附近轨道结构与平衡点处线性化系统轨道结构表现相同的定性行为, 即轨道的收敛和发散趋势相同。图 2.7-3 给出了平衡点 x_e 处局部稳定和不稳定不变流形的示意图, 以及对应线性不变子空间的映射关系。

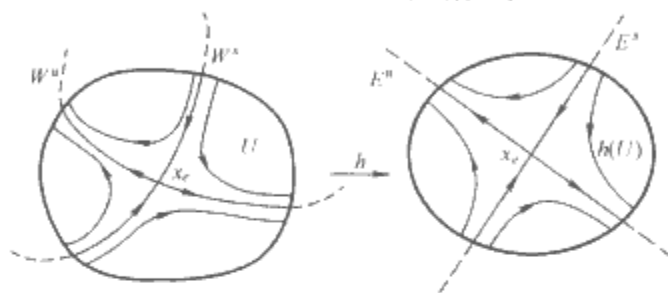


图 2.7-3 局部稳定与不稳定流形与线性子空间映射关系

(2) 不变子流形和中心流形定理。假设雅可比矩阵 A 包含 n_s 个实部小于 0 的特征值、 n_u 个实部大于 0 的特征值和 n_c 个实部等于 0 的特征值, 它们对应的单位特征向量分别记为 $\{u_1, \dots, u_{n_s}\}$ 、 $\{v_1, \dots, v_{n_u}\}$ 和 $\{w_1, \dots, w_{n_c}\}$ 。显然有 $n_s + n_u + n_c = n$, 并且所有这些特征向量是相空间 \mathbb{R}^n 的一组单位正交基。由此相空间可分解为三个正交子空间 $\mathbb{R}^n = E^s \oplus E^u \oplus E^c$, 它们分别表示为

$$\text{稳定子空间 } E^s = \text{span} \{u_1, \dots, u_{n_s}\}$$

$$\text{不稳定子空间 } E^u = \text{span} \{v_1, \dots, v_{n_u}\}$$

$$\text{中心子空间 } E^c = \text{span} \{w_1, \dots, w_{n_c}\}$$

这三个空间都是线性化系统[式(2.7-10)]解的不变子空间, 即从子空间中任何一点出发的轨道都将限定在该子空间内。稳定子空间内和不稳定子空间中的任何一条轨道分别在 $t \rightarrow +\infty$ 和 $t \rightarrow -\infty$ 时趋于平衡点。

非线性系统[式(2.7-9)]在平衡点附近的轨线 $\varphi_t(x)$ 通常为曲线, 但其解空间可分解为与以上三个不变子空间类似的形式。由于定义在平衡点内, 它们分别称为局部稳定子流形、局部不稳定子流形和局部中心子流形。记作 $U \in \mathbb{R}^n$ 为 $x_e = 0$ 的邻域, 这些子流形分别定义为

局部稳定子流形 $W^s(0) = \{x \in U \mid \lim_{t \rightarrow +\infty} \varphi_t(x) = 0, \text{ 且当 } t \geq 0, \text{ 有 } \varphi_t(x) \in U\}$;

局部不稳定子流形 $W^u(0) = \{x \in U \mid \lim_{t \rightarrow -\infty} \varphi_t(x) = 0, \text{ 且当 } t \leq 0, \text{ 有 } \varphi_t(x) \in U\}$;

局部中心子流形 $W^c(0) = \{x_e + \phi(x_e) \in U \mid x_e \in E^c, \phi: E^c \rightarrow E^s \oplus E^u, \phi(0) = 0, D\phi(0) = 0, \text{ 且 } x_e \text{ 满足 } \dot{x}_e = Ax_e + \pi_c f[x_e + \phi(x_e)]\}$, 其中 π_c 为 $\mathbb{R}^n \rightarrow E^c$ 的投影函数。

定理 2.7-2(中心流形定理) 对于非线性自治系统[式(2.7-9)], 向量场函数 $f: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ 为 $k(k \geq 1)$ 次连续可微。该非线性系统在平衡点 $x_e = 0$ 处的线性化方程的稳定、不稳定和中心子空间分别记为 E^s 、 E^u 和 E^c , 则非线性系统在 $x_e = 0$ 附近存在开邻域 U , 和 U 中的 k 次可微流形 $W^s(0)$ 、 $W^u(0)$ 和 $W^c(0)$, 它们的维数分别与这三个子空间相同, 且在 $x_e = 0$ 点分别与 E^s 、 E^u 和 E^c 相切, 并且在 U 内它们是该非线性系统的不变流形。稳定流形 $W^s(0)$ 和不稳定流形

$W^u(0)$ 形式唯一,而中心流形 $W^c(0)$ 形式上通常不唯一。

对于平衡点附近的稳定和不稳定流形而言,其上轨线的形式非常简单,在微分同胚意义上等价于线性化系统在稳定和不稳定子空间上的解 $e^{\lambda t}$ 。而在中心流形上,解的形式可能非常复杂,那些复杂现象(如所有奇点、闭轨、同宿轨、异宿轨等)都发生在中心流形上。

对平衡点 x_e 而言,当雅可比矩阵 A 包含实部大于 0 的特征值时,对平衡点邻域 U 内任何一点 x_0 ,若 x_0 恰好位于局部稳定子流形或局部中心子流形内,则经过 x_0 的轨线 $\varphi_t(x_0)$ 将分别限定在这两个子流形上;若 x_0 不在这两个子流形内,则轨线 $\varphi_t(x_0)$ 最终将以指数速率离开平衡点。当雅可比矩阵 A 仅包含实部小于和等于 0 的特征值时,轨线 $\varphi_t(x_0)$ 将以指数速率趋向局部中心子流形。

2.4 庞加莱映射及极限圈附近轨道结构

(1) 庞加莱映射。记 L 是由非线性向量场 $f(x)$ 生成 R^n 中的流 φ_t 的一个周期轨道。设 $\Sigma \subset R^n$ 是一个 $n-1$ 维的局部超曲面(不一定是平面),使流 φ_t 处处横穿过 Σ ,即对 $x \in \Sigma$ 有 $f(x) \cdot n(x) \neq 0$,其中 $n(x)$ 是 Σ 在 x 处的法线。设 p 点是周期轨道 L 与超曲面 Σ 的交点,并设 $U \subset \Sigma$ 是点 p 的邻域。

定义 2.7-2 (庞加莱映射) 对 $q \in U$,庞加莱映射 $P: U \rightarrow \Sigma$ 定义为

$$P(q) = \varphi_{\tau(q)}(q) \quad (2.7-11)$$

式中: $\tau(q)$ 为由 q 点出发沿轨道 $\varphi_t(q)$ 第一次返回 Σ 所经历的时间。

庞加莱映射为一个连续可逆映射,从 $q_0 \in U$ 出发轨道 $\varphi_t(q_0)$ 与 Σ 的交点依次记为 q_1, q_2, \dots ,该点列满足

$$q_{n+1} = P(q_n), n = 0, 1, \dots \quad (2.7-12)$$

即它们为由庞加莱映射迭代生成一条轨道。周期轨 L 与 Σ 的交点 p 满足 $P(p) = p$,即 p 为庞加莱迭代映射的不动点。图 2.7-4 给出了三维相空间中庞加莱映射的示意图。考察周期轨道 L 附近轨线 $\varphi_t(q_0)$ 的结构,只需考察由庞加莱映射生成的离散轨道 $\{q_n \mid q_n = P^n(q_0), n \in Z\}$ 的结构。

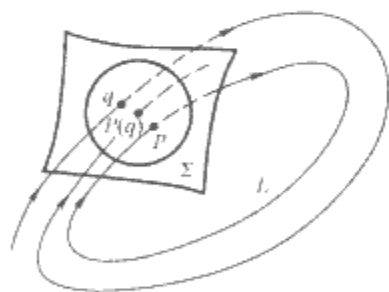


图 2.7-4 庞加莱映射图

(2) 极限圈附近轨道结构。根据动力系统理论,任何连续可逆映射 $G: R^n \rightarrow R^n$ 的迭代形式

$$x_{n+1} = G(x_n) \quad (2.7-13)$$

将生成一个离散动力系统,即系统轨道 $\varphi^k = G^k, k \in Z$ 满足动力系统的定义:

1) $\varphi^0(x) = x$, 即 φ^0 为恒等映射。

2) $\varphi^{m+n}(x) = \varphi^m[\varphi^n(x)]$, 即

$$\varphi^{m+n} = \varphi^m \circ \varphi^n, m, n \in Z$$

离散动力系统具有与连续动力系统类似的性质。记 x_e 是式 (2.7-13) 离散动力系统的不动点,不妨设 $x_e = 0$ 。对该非线性映射在 $x_e = 0$ 处进行线性化,得到线性化系统

$$x_{n+1} = Ax_n, A = DG(x)|_{x=0} \quad (2.7-14)$$

若 A 不含有模等于 1 的特征值,则称平衡点 $x_e = 0$ 为非线性系统的双曲不动点。若微分动力系统的周期闭轨在庞加莱截

面上的不动点为双曲不动点,则称该周期闭轨为双曲周期闭轨。

对离散动力系统的双曲不动点有 Hartman 定理,对任意不动点有中心流形定理。

若极限圈为双曲闭轨,则其附近的轨线表现简单结构。设 x_0 位于庞加莱截面上双曲不动点的小邻域内,若 x_0 位于庞加莱映射的局部稳定子流形内,则轨线 $\varphi_t(x_0)$ 盘旋着以指数速率趋向极限圈;否则轨线 $\varphi_t(x_0)$ 将以指数速率离开极限圈。 $\varphi_t(x_0)$ 与庞加莱截面的交点分别位于不动点邻域内的稳定不变子流形和不稳定不变子流形内,如图 2.7-5 所示。

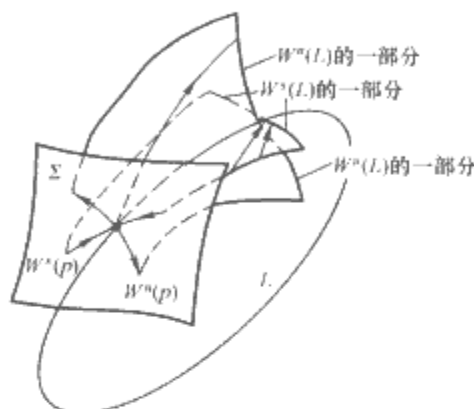


图 2.7-5 周期轨道及其流形

若极限圈为非双曲闭轨,则其附近的轨线结构可能非常复杂。若庞加莱映射包含不稳定子流形,除非 x_0 位于稳定子流形和中心子流形内,否则轨线 $\varphi_t(x_0)$ 最终也将以指数速率离开极限圈。

2.5 电路解的稳定性

一个特定的非线性自治电路在理论上可能存在多个稳态解,这些稳态解在实际电路中是否都能观察到,取决于这些稳态运动是否稳定,即在微小的扰动下当系统状态发生偏离时,随着时间的推移它是否还能返回到原来的稳态运动轨道。只有稳定的稳态解才可能在实际物理电路中出现。

平衡点、极限圈、极限环和奇怪吸引子都是动力系统的不变集。集合 $S \subset R^n$ 称为动力系统 φ_t 的不变集,是指对任意 $x \in S, t \in R$, 总有 $\varphi_t(x) \in S$ 。

定义 2.7-3 (稳定的不变集) 设 φ_t 是 R^n 上的流, S 是 R^n 中的不变集。如果任意一个 S 邻域 U , 存在 U 中 S 的邻域 U_1 , 使得对所有 $t > 0$, 所有过 $x_0 \in U_1$ 的轨道都有 $\varphi_t(x_0) \in U$, 则称不变集 S 是稳定的; 若找不到这样的 U_1 , 则称 S 是不稳定的。

定义 2.7-4 (渐进稳定的不变集) 如果存在闭不变集 S 的邻域 U , 使得对 $x \in U$, 总有 $\varphi_t(x) \in U, t \geq 0$ 。当 $t \rightarrow +\infty$ 时, $\varphi_t(x) \rightarrow S$, 则不变集 S 是一个吸引集; 如果进一步对每一个 $x \in R^n$, 都有当 $t \rightarrow +\infty$ 时, $\varphi_t(x) \rightarrow S$, 则 S 是全局渐进稳定的。

包含稠密轨道的吸引、有界不变集 S 称为吸引子。渐进稳定的平衡点、极限圈、极限环和混沌吸引子是动力系统所有的四种形式的吸引子,它们对应自治电路所有四种能够最终稳定运行的稳态解,即稳定的常数解、周期解、拟周期解和混沌解。

针对常数解、周期解和拟周期解三种常规稳态解形式,有如下更具体的稳定性定义。

定义 2.7-5 (李亚普诺夫稳定性) 设 $\phi(t), t \in R$ 是自治系统 $\dot{x} = f(x)$ 的一个解, 如果对任何给定的 $\epsilon > 0$, 存在 $\delta(\epsilon) > 0$, 使得只要 $\|x_0 - \phi(t_0)\| < \delta$, 则轨线 $\varphi_t(x_0)$ 都满足

$\|\varphi_t(x_0) - \phi(t+t_0)\| < \varepsilon, \forall t > 0$, 则称解 $\phi(t)$ 是按李亚普诺夫意义稳定的。若 $\phi(t)$ 为稳定解, 且存在 $\delta_1 (0 < \delta_1 \leq \delta)$ 使得当 $\|x_0 - \phi(t_0)\| < \delta_1$ 时, 有 $\lim_{t \rightarrow +\infty} \|\varphi_t(x_0) - \phi(t+t_0)\| = 0$, 则称解 $\phi(t)$ 是按李亚普诺夫意义渐进稳定的。如果解 $\phi(t)$ 不是稳定的, 则称解是不稳定的。

对平衡点稳定性的直观解释是, 若起始点 x_0 限定在以 δ 为半径的球邻域中, 则从 x_0 出发的轨线不会超出 ε 所限定的球, 但轨线也不会随着 t 的增加一定趋向于平衡点。而渐进稳定就意味着从 δ 限定的球域内出发的任何轨线, 不仅不会超出 ε 限定的球域, 而且会随着 $t \rightarrow +\infty$, 轨线趋于平衡点。此时平衡点是一个典型的吸引集。平衡点的稳定、不稳定和渐进稳定的意义如图 2.7-6 所示。

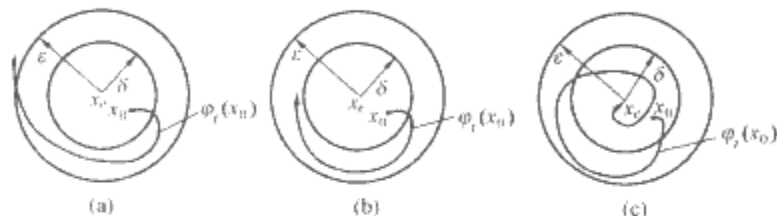


图 2.7-6 平衡点的稳定性

(a) 不稳定; (b) 稳定; (c) 渐进稳定

若在 R^n 中仅有一个平衡点, 且在 R^n 中任选一个点 x_0 , 总有当 $t \rightarrow +\infty$ 时, $\lim_{t \rightarrow +\infty} \varphi_t(x) = x_e$, 则称 x_e 是一个全局渐进稳定平衡点。

2.6 稳定性判别——李亚普诺夫间接方法

由 Hartman 定理和中心流形定理知, 对双曲平衡点和双曲闭轨稳定性的判别, 可直接转化为对相应线性化系统平衡点稳定性的判别; 对非双曲平衡点和非双曲闭轨而言, 其稳定性还要取决于局部中心流形的稳定性。

(1) 平衡点稳定性判别。对双曲平衡点而言, 若雅可比矩阵 $A = \partial f / \partial x|_{x=x_e}$ 的全部特征值都具有负实部, 则线性化系统的平衡点为渐进稳定的, 对应的非线性系统的平衡点也是渐进稳定的; 若矩阵 A 的特征值有一个为正, 线性化系统的平衡点是不稳定的, 对应的非线性系统的平衡点也是不稳定的。

对非双曲平衡点, 如果雅可比矩阵 A 存在大于零的特征值, 则由中心流形定理可知, 该平衡点是不稳定; 若矩阵 A 不存在大于零的特征值, 则平衡点稳定性无法由线性化系统判断, 此时平衡点的稳定性完全取决于局部中心子流形的稳定性, 可能稳定, 也可能不稳定。

【例 2.7-2】 图 2.7-6(a) 电路中的流控电阻器特征为 $u=r(i)$, 它有一段下降特性如图 2.7-6(b) 所示, 分析此电路稳定运行解的形式。

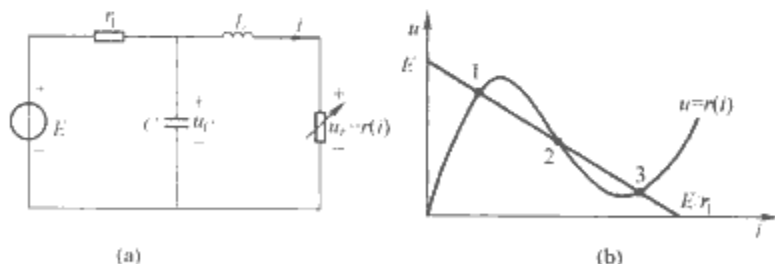


图 2.7-7 示例电路及其平衡点图解

(a) 示例电路; (b) 平衡点的图解

解

令 i_L 、 u_C 分别表示电路中电感电流和电容电压, 以 (i_L, u_C) 作为系统状态变量, 得到电路自治状态方程如下

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{u_C}{L} - \frac{r(i_L)}{L} = f_1(u_C, i_L)$$

$$\frac{du_C}{dt} = \frac{1}{C} \left(\frac{E - u_C}{r_1} - i_L \right) = f_2(u_C, i_L)$$

由 $f_1(i_{Le}, u_{Ce}) = 0$, $f_2(i_{Le}, u_{Ce}) = 0$ 得到电路的平衡点 (i_{Le}, u_{Ce}) 为图 2.7-6(b) 中所示三个交点。计算平衡点处的雅可比矩阵 A , 得

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial i_L} & \frac{\partial f_1}{\partial u_C} \\ \frac{\partial f_2}{\partial i_L} & \frac{\partial f_2}{\partial u_C} \end{bmatrix} \bigg|_{\substack{i_L = i_{Le} \\ u_C = u_{Ce}}} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{\partial}}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & \frac{1}{Cr_1} \end{bmatrix}$$

式中: r_{∂} 为平衡点处非线性电阻元件的增量电阻。

A 的特征方程为

$$\lambda^2 + \left(\frac{r_{\partial}}{L} + \frac{1}{Cr_1} \right) \lambda + \left(\frac{r_{\partial}}{LCr_1} + \frac{1}{LC} \right) = \lambda^2 + a_1 \lambda + a_2 = 0$$

在平衡点 1、3 处, $r_{\partial} > 0$, 从而 $a_1 > 0$, $a_2 > 0$, 因此这两个平衡点具有负的特征根, 为渐进稳定平衡点。在平衡点 2 处, $r_{\partial} < 0$, 且 $|r_{\partial}| > r_1$, 从而 $a_2 < 0$, 此平衡点具有异号特征根, 为不稳定鞍点。

(2) 双曲闭轨的稳定性。对双曲闭轨而言, 若其对应的庞加莱映射在不动点处的雅可比矩阵 A 的全部特征值的模都小于 1, 则该不动点对庞加莱映射及其线性化系统都是渐进稳定的, 对应的周期解也是渐进稳定的; 若矩阵 A 的特征值有一个模大于 1, 则该不动点是不稳定的, 相应的周期解也是不稳定的。

在实际操作中, 对于给定非线性自治电路方程 $\dot{x} = f(x)$, $x \in R^n$, 由 $f(x_e) = 0$ 和 $A = \partial f / \partial x|_{x=x_e}$ 很容易获得雅可比矩阵 A 。但对于周期解而言, 通常不容易获得庞加莱映射的解析形式, 因而无法直接计算线性化矩阵 A 。但如果已知解的周期 T 及周期轨上的一点 x_0 , 则以 x_0 作为庞加莱映射的不动点, 由以下步骤通过数值方法计算矩阵 A 的数值。

1) 以 $x(0) = x_0$ 作为初值条件, 对 $\dot{x} = f(x)$, $x \in R^n$ 在 $[0, T]$ 时间段内进行数值积分, 得到一条周期轨道 $x(t)$, $0 \leq t \leq T$;

2) 记作

$$a(t) = \frac{\partial f}{\partial x} \bigg|_{x=x(t)} = Df[x(t)], 0 \leq t \leq T$$

选取 $\delta x(0) = e_1, e_2, \dots, e_n$ 为初值, 要求这 n 个向量 e_1, e_2, \dots, e_n 线性无关, 由数值积分得到 $t = T$ 时刻线性化系统的解分别为 $\delta x(T) = \xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n$;

3) 待求的庞加莱映射在不动点 $x = x_0$ 处的雅可比矩阵为 $A = \Phi_T \Phi_0^{-1}$, 其中

$$\Phi_0 = [e_1, e_2, \dots, e_n], \Phi_T = [\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n]$$

2.7 稳定性判别——李亚普诺夫直接方法

李亚普诺夫间接法仅对双曲平衡点有效, 李亚普诺夫直接法原则上适用于判断所有类型平衡点的稳定性。李亚普诺夫直接法的基本思想是构造关于系统状态的某种类似于系统能量的 V 函数, 该函数沿着系统轨道随时间增长是不变或衰减的, 则系统状态将停留在平衡点附近或趋于平衡点。

定义 2.7-6 假设 $V(x)$ 为定义在邻域 $\|x\| \leq H$ 内的一个实连续函数, $V(0) = 0$ 。如果在此区域内恒有 $V(x) \geq 0$, 则称函数 V 为常正的。如果对一切 $x \neq 0$ 都有 $V(x) > 0$, 则称函数 V 为定正的。如果函数 $-V$ 为定正(或常正)的, 则

称 V 为定负(或常负)的。

对于非线性自治系统 $\dot{x}=f(x)$, 不妨设 $x_e=0$ 为系统平衡点。假设 $V(x)$ 关于 x 的所有变元的偏导数存在且连续, 则可定义 V 沿系统轨道 $x(t)$ 的全导数为

$$\frac{dV}{dt} = \left(\frac{\partial V}{\partial x}\right)^T \frac{dx}{dt} = \left(\frac{\partial V}{\partial x}\right)^T f(x) \quad (2.7-15)$$

定理 2.7-3 对系统 $\dot{x}=f(x)$, $x \in R^n$, $x_e=0$ 为系统的平衡点, 则

(1) 如果可以找到定正函数 $V(x)$, 其沿着系统轨线的全导数 dV/dt 为常负函数或恒等于 0, 则平衡点 $x_e=0$ 为稳定的。

(2) 如果有定正函数 $V(x)$, 其沿着系统轨线的全导数 dV/dt 为定负的, 则平衡点 $x_e=0$ 为渐进稳定的。

(3) 如果存在函数 $V(x)$ 和某个非负常数 μ , 使 $V(x)$ 沿着系统轨线的全导数 dV/dt 可表示为

$$\frac{dV}{dt} = \mu V + W(x) \quad (2.7-16)$$

且当 $\mu=0$ 时, W 为定正函数, 而当 $\mu \neq 0$ 时, W 为常正函数或恒等于 0; 又在 $x_e=0$ 的任意小邻域内都至少存在某个 \bar{x} , 使 $V(\bar{x}) > 0$, 则平衡点 $x_e=0$ 是不稳定的。

2.8 自治电路的混沌解

2.8.1 初值敏感依赖性

在三阶及以上的非线性自治电路中, 可能激发出一种非常特殊的运动形式——混沌。混沌在相空间中表现为限定在有限区域内的近似随机的往复运动, 具有对初值的敏感依赖性。所谓对初值敏感依赖性, 是指从任意接近的两个初始状态出发的两条轨线, 在一定时间间隔内会以指数速率分离, 最终形成完全不相关的轨道。也即初值的极其微小的改变, 可以使振荡的输出产生本质的差异, 而这种差异是非线性系统的固有特性。在电路中, 可以简单地将混沌运动定义为由确定性电路产生(自治电路或在确定性周期激励下的非自治电路), 表现对初值敏感依赖性的稳态运动形式。对初值敏感依赖性的严格定义如下。

定义 2.7-7(初值敏感依赖性) 对于动力系统的流 φ_t 和相空间中的某个集合 $\Omega \subset R^n$, 若存在 $\delta > 0$, 使得对任何 $x \in \Omega$ 和以 x 为中心的开球 $U(x, \epsilon)$, 能够找到 $U(x, \epsilon)$ 中某一点 x' 和某个 $t > 0$, 使得 $\|\varphi_t(x) - \varphi_t(x')\| > \delta$, 则称动力系统对集合 Ω 上具有初值敏感依赖性。

从初值敏感依赖性定义可以看出, 混沌作为电路中可实际观测到的一种稳态解, 它并不满足局部稳定性, 即李亚普诺夫稳定性。这一点与其他三种电路中可实际观测的稳态解, 包括稳定的平衡点、稳定的周期解和稳定的拟周期解具有明显不同。

2.8.2 混沌解主要特征

电路中的混沌运动与其他三种稳态运动相比, 表现如下几个特征:

1) 不可预测性。根据当前观测到的系统状态, 混沌运动不能精确预测其运动轨线的长期行为。

2) 连续谱特征。周期和拟周期振荡信号的频谱为离散线谱, 而混沌振荡输出信号为一定频率范围内的类似噪声的连续谱。

3) 庞加莱截面上奇异点集。在对不同运动轨线做庞加莱截面时, 周期运动与截面相交为有限的点集(通过恰当选择截面可只保留一个不动点), 拟周期运动对应无限填充的

封闭椭圆线, 而混沌运动在截面上表现为非常复杂, 看似杂乱无章的点的集合(本质上是连续混沌降 1 维后得到的离散混沌系统的吸引子图像)。

4) 奇怪吸引子。稳定运行的平衡点、周期解和拟周期解的相空间中的轨道集合, 即吸引子具有规则的几何形状, 分别为一个点(0 维)、一条封闭曲线(1 维)和 2 维以上的光滑环面。混沌运动的吸引子具有复杂集合形状, 通常为分形形式, 其维数是一个大于 2 的分数值。

2.8.3 蔡氏电路举例

蔡氏电路是目前人们广为研究的一种能够产生混沌振荡的非线性自治电路。一种简单的蔡氏电路的等效电路如图 2.7-8(a)所示。除了普通电导(G)、电容(C_1 和 C_2)和电感(L)外, 电路中包含的唯一非线性元件是一个分段线性的电阻。这个非线性电阻具有压控形式, 元件的伏-安特性曲线如图 2.7-8(b)所示, 用分段线性函数 $i=g(u)$ 表示。

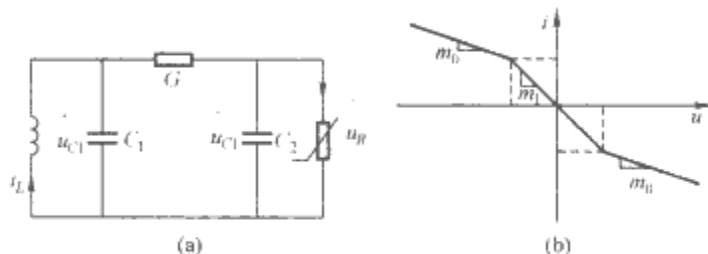


图 2.7-8 蔡氏电路及其电阻特性
(a) 蔡氏电路; (b) 非线性电阻特性

以电容电压和电感电流作为状态变量, 可写出蔡氏电路的状态方程为

$$\begin{aligned} C_1 \frac{du_{C1}}{dt} &= G(u_{C2} - u_{C1}) - g(u_{C1})u_{C1} \\ C_2 \frac{du_{C2}}{dt} &= G(u_{C1} - u_{C2}) + i_L \\ L \frac{di_L}{dt} &= -u_{C2} \end{aligned}$$

令 $x_1 = u_{C1}$, $x_2 = u_{C2}$, $x_3 = i_L/G$, $t = \tau C_2/G$, $\alpha = C_2/C_1$, $\beta = C_2 LG^2$, 得到系统方程的简化形式为

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \alpha[x_2 - x_1 - g(x_1)] \\ \dot{x}_2 &= x_1 - x_2 + x_3 \\ \dot{x}_3 &= -\beta x_2 \end{aligned} \quad (2.7-17)$$

当 $\alpha=10.0$ 、 $\beta=14.87$ 、 $m_0=-1.27$ 、 $m_1=-0.68$ 时, 该电路中出现混沌。此时典型的吸引子如图 2.7-9 所示, 表现为典型的双涡卷形状。

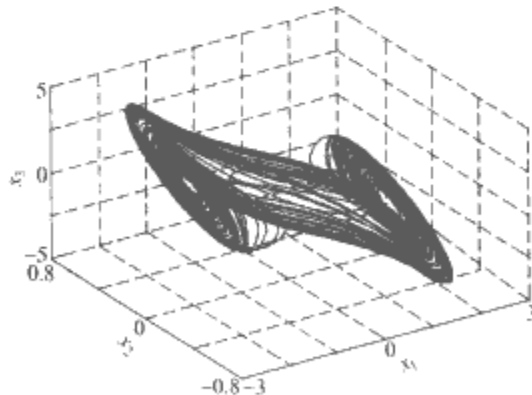


图 2.7-9 蔡氏电路双涡卷吸引子

2.8.4 混沌状态判定

常数解、周期振荡和拟周期振荡三种稳态解形式上非常简单, 对这三种运动状态可从示波器波形上直观判断。而电路是否运行在混沌状态, 或给定电路方程是否存在混沌解,

判断起来相对困难，以下是几种常见的判定方法：

(1) 轨线观察法。观察相空间中系统轨线的分布，根据混沌运动的吸引子具有复杂的几何形状进行判断。对于一个实际的电路，可能无法观测到所有的状态变量。此时为绘制系统的运动轨线，可采用相空间重构做法。假设只得到状态变量的某一个分量的观测值 $x(t)$ ，则由延迟坐标重构得到重构状态变量

$$\mathbf{X}(t) = [x(t), x(t-\tau), \dots, x(t-d\tau)]^T \quad (2.7-18)$$

当 d 足够大时，如超过混沌吸引子维数的 2 倍，则 $\mathbf{X}(t)$ 原则上与真实状态变量具有相同的动力学性质。

(2) 频谱分析法。周期和拟周期信号的频谱为离散的线谱，而混沌信号的频谱为连续谱。当观测信号持续时间足够长时，从信号傅氏变换波形上能够将混沌信号明显区分出来。

(3) 计算最大李亚普诺夫指数。混沌运动的最根本特征是对初值的敏感依赖性。在动力学理论中用李亚普诺夫指数来描述动力系统沿着系统典型轨道在各个方向上的收敛和发散速率。动力系统具有初值敏感依赖性，当且仅当系统存在大于零的李亚普诺夫指数。也就是说，判定系统运动是否为混沌，只需考察其沿着系统典型轨道的最大李亚普诺夫指数是否大于零。

设 $\varphi_t(x_0)$ 是非线性自治系统 $\dot{x} = f(x)$ ， $x \in R^n$ 从 x_0 出发的一条轨道，该非线性系统沿着 $\varphi_t(x_0)$ 的线性化系统可写成

$$\dot{\delta x} = Df(x) \Big|_{x=\varphi_t(x_0)} \cdot \delta x = Df(x) = \frac{\partial f}{\partial x} \quad (2.7-19)$$

线性化系统的状态变量为 $\delta x \in R^n$ 。若选取 $\delta x(0)$ 作为线性化系统初值，记 t 时刻系统的解为 $\delta x(t)$ ，则可定义从 x_0 出发的轨道沿着 $\delta x(0)$ 方向的李亚普诺夫指数为

$$\lambda[x_0, \delta x(0)] = \lim_{t \rightarrow +\infty} \frac{1}{t} \ln \frac{\|\delta x(t)\|}{\|\delta x(0)\|} \quad (2.7-20)$$

几乎对相空间中所有初值点 x_0 和几乎所有的 $\delta x(0) \in R^n$ ，上式极限存在且等于一个特定值。这个特定值就是最大李亚普诺夫指数，记为

$$\lambda_{\max} = \lim_{t \rightarrow +\infty} \frac{1}{t} \ln \frac{\|\delta x(t)\|}{\|\delta x(0)\|} \quad (2.7-21)$$

满足上式 $\varphi_t(x_0)$ 称为系统的典型轨道。

给定自治电路的状态方程，可采用数值方法计算其最大李亚普诺夫指数，步骤如下：

1) 初始化。取 $k=0$ ，任意选取相空间中一点 x_0 和 R^n 中一点 $\delta x(0)$ ，令 $x^{(0)} = x_0$ ， $u^{(0)} = \delta x(0) / \|\delta x(0)\|$ ， $\lambda_{\max}^{(0)} = 0$ 。

2) 以 $x^{(k)}$ 和 $u^{(k)}$ 分别作为非线性自治系统和线性化系统的初值。由数值方法求解微分方程得到 T 时刻后系统状态值，分别记为 $x[(k+1)T]$ 和 $\delta x[(k+1)T]$ 。 T 的取值保证 $\delta x[(k+1)T]$ 数值在计算机的存储字长内。

3) 计算

$$\lambda_{\max}^{(k+1)} = \frac{k}{k+1} \lambda_{\max}^{(k)} + \frac{1}{(k+1)T} \ln \|\delta x[(k+1)T]\|$$

并绘制关系曲线 $\lambda_{\max}^{(k)} \sim k$ 。

4) 令 $x^{(k+1)} = x[(k+1)T]$ ， $u^{(k+1)} = \delta x[(k+1)T] / \|\delta x[(k+1)T]\|$ ，重复步骤②、③，直至 $\lambda_{\max}^{(k)} \sim k$ 收敛成一条直线。最大李亚普诺夫指数等于最后的收敛值。

2.9 非线性非自治电路

2.9.1 分析方法

非自治电路与自治电路的区别在于前者的外加电源为时变电源，其状态方程中显含 t ，重写如下

$$\dot{x} = f(x, t) \quad (2.7-22)$$

式中： $x \in R^n$ ； $f: R^n \times R \rightarrow R^n$ 。

通常假设外加电源为确定性激励，此时该非自治电路构成一个微分动力系统，动力系统理论同样适用于这类非自治电路的分析。除了不会出现常数解外，周期激励下的非自治电路中会出现任何其他三种稳态解，即周期振荡、拟周期振荡和混沌。

对于一类特殊的表现弱非线性的电路，可以采用近似解析方法进行定量分析。描述这类弱非线性电路的状态方程为

$$\dot{x} = Ax + \epsilon f(x, t) \quad (2.7-23)$$

式中： $x \in R^n$ ； $f: R^n \times R \rightarrow R^n$ ， $\epsilon \ll 1$ 。

常见的近似解析方法见表 2.7-2。

表 2.7-2 近似解析方法

| 方法 | 适用方程 | 近似解形式 | 计算公式及要点 |
|------------------------|--|---|---|
| 摄动法 (多尺度法) | $\ddot{x} + x = \epsilon f(x, \dot{x}, t)$ | $x = x_0(T_0, T_1) + \epsilon x_1(T_0, T_1) + \dots$ $T_0 = t, T_1 = \epsilon t$ | 将 $\frac{d}{dt} = \frac{\partial}{\partial T_0} + \epsilon \frac{\partial}{\partial T_1} + \dots$ ， $\frac{d^2}{dt^2} = \frac{\partial^2}{\partial T_0^2} + 2\epsilon \frac{\partial}{\partial T_0} \cdot \frac{\partial}{\partial T_1} + \dots$ 代入方程，确定 x_0, x_1, \dots 周期性条件避免长期项出现 |
| 摄动法 (PLK 方法) | $\ddot{x} + x = \epsilon f(x, \dot{x}, t)$ | $x = x_0(\tau) + \epsilon x_1(\tau) + \dots$ $\tau = \omega t, \omega = \omega_0 + \epsilon \omega_1 + \dots$ | 将 $\frac{d}{dt} = \omega \frac{d}{d\tau}$ ， $\frac{d^2}{dt^2} = \omega^2 \frac{d^2}{d\tau^2}$ 代入方程，确定确定 x_0, x_1, \dots 周期性条件避免长期项出现 |
| 平均法 (Van der Pol 法) | $\ddot{x} = y$ $\dot{y} = -x + \epsilon f(x, y, t)$ | $x(t) = \xi(t) \cos t + \eta(t) \sin t$ $y(t) = -\xi(t) \sin t + \eta(t) \cos t$ $\xi(t)$ 和 $\eta(t)$ 为 t 的慢变函数 | $\dot{\xi} = -\frac{\epsilon}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\xi \cos t + \eta \sin t - \xi \sin t + \eta \cos t, t) \sin t dt$ $\dot{\eta} = \frac{\epsilon}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\xi \cos t + \eta \sin t, -\xi \sin t + \eta \cos t, t) \cos t dt$ |

续表

| 方法 | 适用方程 | 近似解形式 | 计算公式及要点 |
|---------------|--|--|---|
| 平均法 (KB 法) | $\dot{x} = y$ $\dot{y} = -x + \varepsilon f(x, y, t)$ | $x(t) = R(t)\cos \varphi(t)$ $y(t) = R(t)\sin \varphi(t)$ $\varphi(t) = t + \varphi(t)$ $R(t)$ 和 $\varphi(t)$ 为 t 的慢变函数 | $\dot{R} = -\frac{\varepsilon}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(R\cos t, -R\sin t, t) \sin t dt$ $\dot{\varphi} = 1 - \frac{\varepsilon}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(R\cos t, -R\sin t, t) \frac{\cos t}{R} dt$ |
| 谐波平衡法 | $\ddot{x} + \dot{x} = \varepsilon f(x, \dot{x}, t)$ | $x(t) = \xi \cos t + \eta \sin t,$ ξ 和 η 为常数 | 将 $x(t)$ 代入原方程, $\sin t$ 和 $\cos t$ 的系数分别为 0, 从而确定 ξ 和 η |

2.9.2 非自治电路中的同步振荡和谐振现象

对于弱非线性自治电路, 在周期激励下电路稳态解的形式要比线性电路复杂得多。根据电路系统自身的性质和激励的情况, 将会出现同频、分频、倍频谐振或同步现象。

对于周期激励下的自激振荡电路, 当外加激励振幅较小时, 固有自激振荡受激励影响不大。这时电路响应含自激振荡和强制振荡两个分量。在外加激励振幅较大, 且激励频率与自激频率在一定范围时, 自激振荡将被外施激励抑制, 从而出现与外施激励同频、倍频或分频的响应。这种情况下的响应称为同步振荡响应。若外施激励来自另一个自激振荡电路, 且参数合适, 两个自激振荡电路要互相同步, 其同步频率将介于两个电路固有频率之间的某个频率。

当非线性电路不产生自激振荡时, 其在周期激励下该弱非线性电路稳态解具有拟正弦形式。电路的稳态响应频率可能与激励频率相等、为激励频率倍数、为激励频率的分数或者稳态响应为非周期的混沌形式。记 Ω 为弱非线性电路的谐振频率, ω 为外加激励频率。考虑 Ω 和 ω 拟可通约的情况, 即 ω 接近 Ω 的某一有理分数, 此时可找到两个互素的整数 p 和 q , 使下式成立

$$\frac{p}{q}\omega = \Omega + \varepsilon$$

(2.7-24)

式中: ε 为一任意小数。

当 $\varepsilon \rightarrow 0$ 时, 电路会发生谐振。当弱非线性电路中激励作为独立电源出现时, 分别有如下几种谐振现象, 见表 2.7-3。

表 2.7-3 弱非线性非自治电路中的谐振现象

| $p、q$ 关系 | 谐振类型 | 现象描述 |
|---------------|---------|---|
| $p \approx q$ | 基波谐振 | 除类似于线性电路中的谐振现象外, 还可看到一些特殊现象。如在一定参数下, 二阶铁磁谐振电路中谐振振幅会随着外加激励频率和振幅的变化出现“跳跃现象” |
| $p=1, q>1$ | 子谐波谐振 | 在一定的电路参数与初始条件下, 稳态响应中除存在振幅很小的与激励同频的分量外, 也会出现振幅很大、频率是激励频率 $1/q$ 倍的分量 |
| $p>1, q>1$ | 可通约频率谐振 | 电路的解中除含有频率为 ω/q 的分量外, 并含有频率为 $p\omega/q$ 的很强的分量 |

第8章 线性时变电路

1 线性时变元件与线性时变电路

1.1 线性时变电阻、电感和电容

1.1.1 线性时变电阻 $R(t)$

在任何瞬间 t , 若二端元件的端电压 $u(t)$ 和流经它的电流 $i(t)$ 之间的关系在 $u-i$ 平面上是如图 2.8-1 所示的斜率随时间变化的过原点的直线, 则称该二端元件为线性时变电阻。

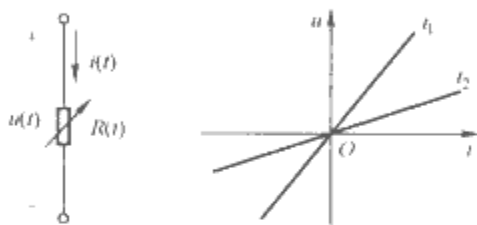


图 2.8-1 线性时变电阻

线性时变电阻的电压、电流关系

$$u(t) = R(t)i(t)$$

$$i(t) = G(t)u(t)$$

1.1.2 线性时变电容 $C(t)$

在任何瞬间 t , 若二端元件储存的电荷 $q(t)$ 和端电压 $u(t)$ 之间的关系在 $q-u$ 平面上是如图 2.8-2 所示的斜率随时间变化的过原点的直线, 则称该二端元件为线性时变电容。

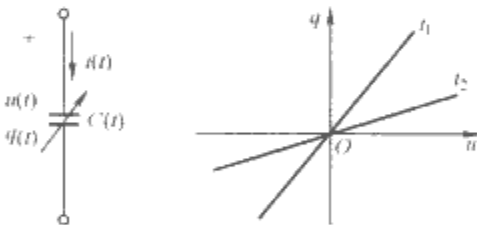


图 2.8-2 线性时变电容

线性时变电容元件约束关系

$$q(t) = C(t)u(t)$$

电压、电流的关系

$$i(t) = \frac{dq(t)}{dt} = C(t) \frac{du(t)}{dt} + \frac{dC(t)}{dt} u(t)$$

$$u(t) = \frac{1}{C(t)} \int_0^t i(\tau) d\tau + \frac{C(0)u(0)}{C(t)}, C(t) \neq 0$$

1.1.3 线性时变电感 $L(t)$

在任何瞬间 t , 若二端元件交链的磁链 $\psi(t)$ 和流经它的电流 $i(t)$ 之间的关系在 $\psi-i$ 平面上是如图 2.8-3 所示的斜率随时间变化的过原点的直线, 则称该二端元件为线性时变电感。

线性时变电感元件约束关系

$$\psi(t) = L(t)i(t)$$

电压、电流的关系

$$u(t) = \frac{d\psi(t)}{dt} = L(t) \frac{di(t)}{dt} + \frac{dL(t)}{dt} i(t)$$

$$i(t) = \frac{1}{L(t)} \int_0^t u(\tau) d\tau + \frac{L(0)i(0)}{L(t)}, L(t) \neq 0$$

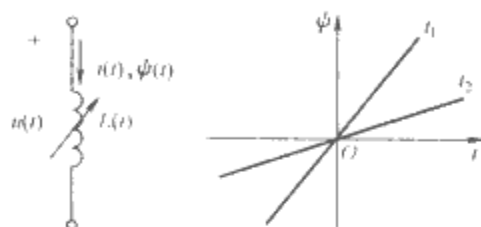


图 2.8-3 线性时变电感

1.2 线性时变元件的一般性定义

1.2.1 容许偶

符合元件约束关系的一对物理量, 如 $[u_1(t), i_1(t)]$ 叫做元件的一个电压、电流容许偶, 简称为容许偶。

1.2.2 时变或非时变元件的定义

设 $[u_1(t), i_1(t)]$ 是元件的任意一容许偶, τ 是任意一实常数。如果 $[u_1(t-\tau), i_1(t-\tau)]$ 也是容许偶, 就把元件定义为非时变元件。只要对于某个特殊的容许偶、某个特殊的 τ , $[u_1(t-\tau), i_1(t-\tau)]$ 不是容许偶, 则元件是时变元件。

以电阻为例, 设电阻 R 是常数, 它的任一容许偶是 $[u_1(t), i_1(t)] = [Ri_1(t), i_1(t)]$, 作平移偶 $[u_1(t-\tau), i_1(t-\tau)] = [Ri_1(t-\tau), i_1(t-\tau)]$, 它仍然是容许偶, 元件是非时变的。设电阻是时间函数 $R(t)$, 它的任一容许偶是 $[u_1(t), i_1(t)] = [R(t)i_1(t), i_1(t)]$, 作平移偶 $[u_1(t-\tau), i_1(t-\tau)] = [R(t-\tau)i_1(t-\tau), i_1(t-\tau)]$, 当电流是 $i_1(t-\tau)$ 时, 电压应是 $R(t)i_1(t-\tau)$, 所以平移偶 $[R(t-\tau)i_1(t-\tau), i_1(t-\tau)]$ 不是容许偶, 元件是时变的。

1.2.3 线性或非线性元件的定义

设 $[u_1(t), i_1(t)]$ 、 $[u_2(t), i_2(t)]$ 是元件的任意两个容许偶, a 、 b 是任意两个常数。如果 $[au_1(t) + bu_2(t), a[i_1(t) + bi_2(t)]]$ 也是容许偶, 该元件是线性的, 否则是非线性的。

以电容为例, 设电容 $C(t)$ 是时变的且与电荷 q 或电压 u 无关。元件的任意两个容许偶

$$(u_1, i_1) = \left\{ u_1, \frac{d}{dt} [C(t)u_1] \right\}$$

$$(u_2, i_2) = \left\{ u_2, \frac{d}{dt} [C(t)u_2] \right\}$$

将电流 i_1 和 i_2 分别乘以常数 a 和 b 后相加, 得

$$(ai_1 + bi_2) = a \frac{d}{dt} [C(t)u_1] + b \frac{d}{dt} [C(t)u_2]$$

$$= \frac{d}{dt} [C(t)(au_1 + bu_2)]$$

$$(au_1 + bu_2, ai_1 + bi_2) = \left\{ au_1 + bu_2, \right.$$

$$\left. \frac{d}{dt} [C(t)(au_1 + bu_2)] \right\}$$

也是容许偶, 所以时变电容 $C(t)$ 是线性的。

1.3 线性时变元件的无源性和有源性

设 $[u(t), i(t)]$ 是线性二端元件的一个容许偶, 元件吸

收的瞬时功率

$$p(t) = u(t)i(t)$$

吸收的能量

$$w(t) = \int_{-\infty}^t p(\tau) d\tau = \int_{-\infty}^t u(\tau)i(\tau) d\tau$$

$$u(t) \Big|_{t=-\infty} = 0, i(t) \Big|_{t=-\infty} = 0$$

在任何时刻 t , 恒有

$$w(t) \geq 0$$

元件定义为无源元件。只要对于某个特殊的容许偶, 某个特殊时刻 t_a , $w(t_a) < 0$, 元件定义为有源元件。

1.3.1 线性时变电阻 $R(t)$

时变电阻吸收的瞬时功率

$$p(t) = R(t)i^2(t)$$

设电阻值是非负的, $R(t) \geq 0$ 。对于任何容许电流 $i(t)$, $p(t) \geq 0$, 元件总是从外部电路吸收功率而不能发出功率, $w(t) \geq 0$ 。时变电阻 $R(t)$ 是无源元件。

1.3.2 线性时变电感 $L(t)$

时变电感 $L(t)$ 吸收的瞬时功率

$$p(t) = u(t)i(t) = \frac{d[L(t)i(t)]}{dt} i(t)$$

吸收的能量

$$w(t) = \int_{-\infty}^t p(\tau) d\tau = \frac{L(\tau)i^2(\tau)}{2} \Big|_{t=-\infty}^t + \int_{-\infty}^t \frac{1}{2} i^2(\tau) \frac{dL(\tau)}{d\tau} d\tau$$

设 $i(t) \Big|_{t=-\infty} = 0$, 则

$$w(t) = \frac{L(t)i^2(t)}{2} + \int_{-\infty}^t \frac{1}{2} i^2(\tau) \frac{dL(\tau)}{d\tau} d\tau$$

当 $L(t) > 0$ 和 $dL(t)/dt \geq 0$ 时, $w(t) \geq 0$ 。因此, $L(t) > 0$ 和 $dL(t)/dt \geq 0$ 是时变电感 $L(t)$ 为无源元件的充分必要条件。

将此结论推广到线圈间有互感的场合。设两个线圈的电感矩阵正定, 耦合线圈吸收的功率

$$\begin{aligned} p(t) &= u_1 i_1 + u_2 i_2 = i^T u = i^T \frac{dL(t)i}{dt} \\ &= \frac{1}{2} \frac{di^T L(t)i}{dt} + \frac{1}{2} i^T \frac{dL(t)i}{dt} \end{aligned}$$

线圈吸收的能量

$$w(t) = \int_{-\infty}^t p(\tau) d\tau = \frac{1}{2} i^T L(t)i + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^t i^T \frac{dL(\tau)}{d\tau} i d\tau \quad (2.8-1)$$

由式(2.8-1)可得耦合电感线圈是无源元件的充分必要条件是: $L(t)$ 矩阵对称正定, 对称矩阵 $dL(t)/dt$ (半)正定。

1.3.3 线性时变电容 $C(t)$

时变电容吸收的瞬时功率

$$p(t) = u(t)i(t) = u(t) \frac{d[C(t)u(t)]}{dt}$$

吸收的能量

$$w(t) = \int_{-\infty}^t p(\tau) d\tau = \frac{C(\tau)u^2(\tau)}{2} \Big|_{t=-\infty}^t + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^t u^2(\tau) \frac{dC(\tau)}{d\tau} d\tau$$

设 $u(t) \Big|_{t=-\infty} = 0$, 则

$$w(t) = \frac{C(t)u^2(t)}{2} + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^t u^2(\tau) \frac{dC(\tau)}{d\tau} d\tau$$

由此可得结论: $C(t) > 0$ 和 $\frac{dC(t)}{dt} \geq 0$ 是时变电容为无源元件的充分必要条件。

1.4 线性时变电路

由独立电源(作为激励, 独立电源可以是时变电源)和线性非时变元件组成的电路称为非时变电路。一般称含有线性时变元件(时变电阻、时变电容、时变电感和线性时变受控源)的电路为线性时变电路。

2 线性时变状态方程

线性时变电路的状态方程由于元件的时变特性, 系数矩阵是随时间变化的, 即

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t)$$

2.1 线性时变状态方程的建立

不含有纯电容(或电容和电压源)回路和纯电感(或电感和电流源)割集电路的状态方程建立步骤如下:

第一步 选择电容电压(电荷)和电感电流(磁链)作为状态变量。

第二步 尽可能对连接有一个电容的节点(或含一条电容支路的割集)写 KCL 方程; 尽可能对连接有一个电感的回路写 KVL 方程。

第三步 消去非状态量, 整理方程为一般形式。

下面以建立图 2.8-4 所示电路 [$R(t) \neq 0$, $C(t) \neq 0$, $L(t) \neq 0$] 的状态方程为例进行说明。

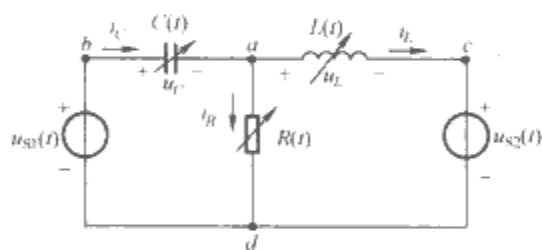


图 2.8-4 建立状态方程示例用图

选电容电荷 q 和电感磁链 ψ 为状态变量, 由 KCL

$$\frac{dq}{dt} = i_C + i_R \quad (2.8-2)$$

由 KVL

$$\frac{d\psi}{dt} = -u_C + u_{S1} - u_{S2} \quad (2.8-3)$$

将非状态量用状态量表示

$$i_R = \frac{u_{S1} - u_C}{R(t)} \quad (2.8-4)$$

将式(2.8-4)代入式(2.8-2)、式(2.8-3), 整理后得

$$\begin{bmatrix} \frac{dq}{dt} \\ \frac{d\psi}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R(t)} & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_C \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{R(t)} & 0 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{S1} \\ u_{S2} \end{bmatrix} \quad (2.8-5)$$

电容和电感元件约束关系

$$\begin{bmatrix} u_C \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C(t)} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L(t)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q \\ \psi \end{bmatrix}$$

将上式代入式(2.8-5)得到图 2.8-4 所示电路的状态方程

$$\begin{bmatrix} \frac{dq}{dt} \\ \frac{d\psi}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R(t)C(t)} & \frac{1}{L(t)} \\ -\frac{1}{C(t)} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q \\ \psi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{R(t)} & 0 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{S1} \\ u_{S2} \end{bmatrix}$$

若以电容电压和电感电流为状态变量, 可得

$$\begin{bmatrix} \frac{du_C}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R(t)C(t)} - \frac{1}{C(t)} \cdot \frac{dC(t)}{dt} & \frac{1}{C(t)} \\ -\frac{1}{L(t)} & -\frac{1}{L(t)} \cdot \frac{dL(t)}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_C \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{R(t)C(t)} & 0 \\ \frac{1}{L(t)} & -\frac{1}{L(t)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{S1} \\ u_{S2} \end{bmatrix}$$

2.2 线性时变状态方程的系统公式

假定以下电路中没有仅由电压源、电容组成的回路, 也没有仅由电流源、电感组成的割集, 也不包含受控电源。

按先树支后连支顺序对支路编号。树支编号顺序为电容树支、电阻树支和独立电压源树支, 连支编号顺序为电感连支、电导连支和独立电流源连支。

关于树的基本割集矩阵 Q

$$Q = (1 : Q_L)$$

Q_L 可分解为下面的子块形式

$$Q_L = \begin{bmatrix} L & G & J \\ C & Q_{CL} & Q_{CG} & Q_{CJ} \\ R & Q_{RL} & Q_{RG} & Q_{RJ} \\ E & Q_{EL} & Q_{EG} & Q_{EJ} \end{bmatrix}$$

式中: Q_{CL} 表示 C 个电容树支所属的基本割集与 L 个电感连支相关联的分块子阵, 其他符号的意义类似。

选电容电荷 q 和电感磁链 ψ 为状态变量。电容树支矩阵用 C 表示; 电阻树支矩阵用 R 表示; 电压源列向量用 u_E 表示; 电感连支矩阵用 L 表示; 电导连支矩阵用 G 表示; 电流源列向量用 i_J 表示。

线性时变状态方程的系统公式为

$$\begin{bmatrix} \frac{dq}{dt} \\ \frac{d\psi}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C^{-1}(t) & 0 \\ 0 & L^{-1}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q \\ \psi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \beta_{11} & \beta_{12} \\ \beta_{21} & \beta_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_E \\ i_J \end{bmatrix}$$

式中

$$\begin{aligned} a_{11} &= -Q_{CG}GHQ_{CG}^T \\ a_{12} &= -Q_{CL} + Q_{CG}GHQ_{RG}^TRQ_{RL} \\ a_{21} &= Q_{CL}^T - Q_{RL}^TRFQ_{RG}GQ_{CG}^T \\ a_{22} &= -Q_{RL}^TRFQ_{RL} \\ \beta_{11} &= -Q_{CG}GHQ_{EG}^T \\ \beta_{12} &= -Q_{CJ} + Q_{CG}GHQ_{RG}^TRQ_{RJ} \\ \beta_{21} &= Q_{EL}^T - Q_{RL}^TRFQ_{RG}GQ_{EG}^T \\ \beta_{22} &= -Q_{RL}^TRFQ_{RJ} \\ H &= (1 + Q_{RG}^TRQ_{RG}G)^{-1} \\ F &= (1 + Q_{RG}GQ_{RG}^TR)^{-1} \end{aligned}$$

3 线性时变状态方程的解

3.1 线性时变状态方程的基本解矩阵

当电路中不存在独立电源时, 电路的状态方程是线性齐次变系数微分方程

$$\frac{dx(t)}{dt} = A(t)x(t) \quad (2.8-6)$$

式中: $x \in R^n$; $A(t) \in R^{n \times n}$ 。

由微分方程理论可知, 若 $A(t)$ 的每个元素是 t 的连续函数, 则对于任何起始值向量 $x(t_0) = x_0$, 方程式 (2.8-6) 有唯一解, 而且有 n 个线性无关解 $x_1(t)$, $x_2(t)$, \dots , $x_n(t)$, 任何其他解是他们的线性组合。

将 n 个线性无关的解构成 $n \times n$ 的方阵 $\phi(t)$, 称作式 (2.8-6) 的基本解矩阵

$$\phi(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)]$$

由于 $\phi(t)$ 的各列线性无关, 所以 $\phi(t)$ 是非奇异的, $\phi^{-1}(t)$ 存在。且由于它的每一列满足式 (2.8-6), 从而基本解矩阵 $\phi(t)$ 满足

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = A(t)\phi(t) \quad (2.8-7)$$

设 C 是 $n \times n$ 的非奇异的常值矩阵, $\phi(t)C$ 是满足式 (2.8-6) 的非奇异矩阵, 也是基本解矩阵。

3.2 状态转移矩阵和零输入解

状态转移矩阵的定义为

$$\Phi(t, t_0) = \phi(t)\phi^{-1}(t_0)$$

由于 $\phi(t)$ 是式 (2.8-6) 的任一基本解矩阵, $\phi^{-1}(t_0)$ 是常值矩阵, $\phi(t)\phi^{-1}(t_0)$ 也是基本解矩阵, 即状态转移矩阵 $\Phi(t, t_0)$ 是一个特殊的基本解矩阵。

状态转移矩阵具有如下性质:

$$(1) \Phi(t_0, t_0) = \phi(t_0)\phi^{-1}(t_0) = I.$$

(2) $\Phi(t, t_0)$ 是基本解矩阵, 因此 $\Phi(t, t_0)$ 满足微分方程式 $\dot{x} = A(t)x$ 。

$$(3) \Phi^{-1}(t, t_0) = [\phi(t)\phi^{-1}(t_0)]^{-1} = \phi^{-1}(t_0)\phi(t) = \Phi(t_0, t).$$

$$(4) \Phi(t_1, t_k) = \phi(t_1)\phi^{-1}(t_k) = \phi(t_1)\phi^{-1}(t_2)\phi(t_2)\phi^{-1}(t_k) = \Phi(t_1, t_2)\Phi(t_2, t_k).$$

$$(5) \Phi(t, t_0) = \Phi(t, 0)\Phi(0, t_0) = \Phi(t, 0)\Phi^{-1}(t_0, 0).$$

设状态变量的起始值是 $x(t_0)$, 状态方程式 (2.8-6) 的解即时变系统零输入响应可写成

$$x(t) = \Phi(t, t_0)x(t_0)$$

线性时变状态方程除了几个简单情况存在解析解以外, 一般情况下没有解析表达式, 只能用数值方法求解。有解析解的例子如下:

在图 2.8-5 所示电路中, 假设 $L=1H$, $C=1F$, $R(t) = 2/t$ ($t>0$), $\alpha=1$ 。已知 $t=2s$ 时, $u_C=1V$, $i_L=1A$ 。求 $2s$ 后电容电压、电感电流的零输入响应。

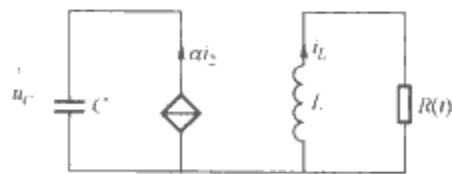


图 2.8-5 求零输入响应用图

选 u_C 和 i_L 为状态变量, 状态方程为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_C \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{2}{t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_C \\ i_L \end{bmatrix} \quad t > 0$$

上式的两个线性无关解是

$$x_1(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{t} \\ -\frac{1}{t^2} \end{bmatrix}, x_2(t) = \begin{bmatrix} -\frac{3}{t} + 4 \\ \frac{3}{t^2} \end{bmatrix}$$

用它们来构造基本解矩阵 $\phi(t) = [x_1 \ x_2]$, 得状态转移矩阵

$$\begin{aligned}\Phi(t, t_0) &= \phi(t) \phi^{-1}(t_0) \\ &= \begin{bmatrix} \frac{1}{t} & -\frac{3}{t} + 4 \\ -\frac{1}{t^2} & \frac{3}{t^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{t_0} & -\frac{3}{t_0} + 4 \\ -\frac{1}{t_0^2} & \frac{3}{t_0^2} \end{bmatrix}^{-1} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & t_0 - \frac{t_0^2}{t} \\ 0 & \frac{t_0^2}{t^2} \end{bmatrix} \quad t > 0\end{aligned}$$

零输入响应为

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} u_C(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix} &= \Phi(t, t_0) \begin{bmatrix} u_1(t_0) \\ i_2(t_0) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} u_1(t_0) + (t_0 - \frac{t_0^2}{t})i_2(t_0) \\ \frac{t_0^2}{t^2}i_2(t_0) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 3 - \frac{4}{t} \\ \frac{4}{t^2} \end{bmatrix} \quad t > 2s\end{aligned}$$

3.3 状态转移矩阵的计算

3.3.1 几种有解析解的状态转移矩阵

一般情况下很难求出时变电路状态转移矩阵的解析表达式, 只在下面几种情况下, 可以求出状态转移矩阵的解析表达式。

(1) 如果 $A(t)$ 和它的积分 $\int A(t)dt$ 可以交换, 即

$$A(t) \left[\int A(t)dt \right] = \left[\int A(t)dt \right] A(t), \text{ 对所有的 } t \text{ 则有}$$

$$\Phi(t, t_0) = \exp \left[\int_{t_0}^t A(\tau) d\tau \right]$$

(2) $A(t)$ 是上三角形或下三角形矩阵。

(3) 如果系数矩阵 $A(t)$ 满足方程

$$\frac{dA(t)}{dt} = A_1 A(t) - A(t) A_1 \quad (2.8-8)$$

式中: A_1 是常数矩阵。

$A(t)$ 可写为

$$A(t) = e^{A_1 t} A(0) e^{-A_1 t}$$

状态方程 $\dot{x} = A(t)x$ 的状态转移矩阵为

$$\Phi(t, 0) = e^{A_1 t} e^{A_2 t}$$

式中: $A_2 = A(0) - A_1$ 。

举例说明如下。

设 $A(t) = \begin{bmatrix} -2 & t \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$, 求状态转移矩阵 $\Phi(t, t_0)$ 。

令常数矩阵

$$A_1 = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 \\ a_3 & a_4 \end{bmatrix}$$

把 $A(t)$ 、 A_1 代入式 (2.8-8) 等号两边, 得

$$\begin{aligned}\frac{dA}{dt} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} a_1 & a_2 \\ a_3 & a_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -2 & t \\ 0 & -1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -2 & t \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 & a_2 \\ a_3 & a_4 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -a_3 t & a_1 t + a_2 - a_4 t \\ -a_3 & a_3 t \end{bmatrix} \quad (2.8-9)\end{aligned}$$

由式 (2.8-9) 可解得

$$a_3 = 0, \quad a_1 t + a_2 - a_4 t = 1$$

令 $a_2 = 1$, 有

$$a_1 = a_4$$

由于可以解出 A_1 , 说明矩阵 $A(t)$ 满足式 (2.8-8)。 A_1 有多种选择, 最简单的可选 $a_1 = a_4 = 0$, 有

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_2 = A(0) - A_1 = \begin{bmatrix} -2 & -1 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$$

状态转移矩阵

$$\begin{aligned}\Phi(t, 0) &= e^{A_1 t} e^{A_2 t} = e^{\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} t} \cdot e^{\begin{bmatrix} -2 & -1 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} t} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-2t} & -e^{-t} + e^{-2t} \\ 0 & e^{-t} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} e^{-2t} & -e^{-t} + e^{-2t} + te^{-t} \\ 0 & e^{-t} \end{bmatrix}\end{aligned}$$

由状态转移性质, 有

$$\begin{aligned}\Phi(t, t_0) &= \Phi(t, 0) \Phi(0, t_0) = \Phi(t, 0) \Phi^{-1}(t_0, 0) \\ &= \begin{bmatrix} e^{-2t} & -e^{-t} + e^{-2t} + te^{-t} \\ 0 & e^{-t} \end{bmatrix} \\ &\quad \begin{bmatrix} e^{-2t_0} & -e^{-t_0} + e^{-2t_0} + t_0 e^{-t_0} \\ 0 & e^{-t_0} \end{bmatrix}^{-1} \\ &= \begin{bmatrix} e^{-2(t-t_0)} & e^{-2(t-t_0)}(1-t_0) - e^{-(t-t_0)}(1-t) \\ 0 & e^{-(t-t_0)} \end{bmatrix}\end{aligned}$$

3.3.2 状态转移矩阵的数值求解法

一般情况找不出状态转移矩阵的解析表达式, 只能用数值积分方法通过求解状态方程

$$\frac{dx(t)}{dt} = A(t)x(t)$$

的 n 个线性无关解, 进而得到状态转移矩阵。

设起始时刻 $t_0 = 0$, 给定起始向量 $x(0) = [1, 0, \dots, 0]^T$, 用数值积分解方程得 $x(t)$ 的一组解 $x_1(t)$, 以此类推, 给定起始向量 $x(0) = [0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0]^T$, 第 k 个元素为 1, 其余都是 0, 用数值积分解方程求得第 k 组解 $x_k(t)$, 最后解出起始向量 $x(0) = [0, \dots, 0, 1]^T$ 的第 n 组解 $x_n(t)$ 。由于给定的 n 组起始向量是线性无关的, 则方程的 n 组解也是线性无关的, 由这 n 组线性无关的解构成 $n \times n$ 矩阵 $[x_1(t), \dots, x_k(t), \dots, x_n(t)]^T$ 就是状态转移矩阵 $\Phi(t, 0)$, 再由状态转移矩阵的性质可得到 $\Phi(t, t_0)$ 为

$$\Phi(t, t_0) = \Phi(t, 0) \Phi(0, t_0) = \Phi(t, 0) \Phi^{-1}(t_0, 0)$$

3.4 线性时变电路的零状态解和全解

3.4.1 单位冲激响应矩阵

时变状态方程为

$$\frac{dx(t)}{dt} = A(t)x(t) + B(t)u(t)$$

设单位冲激激励 $u(t) = \delta(t - \tau)$, 且 $t = \tau^-$ 时 $x = 0$ 。将上式在区间 $[\tau^-, \tau^+]$ 内积分

$$\int_{\tau^-}^{\tau^+} \frac{dx(t)}{dt} dt = \int_{\tau^-}^{\tau^+} A(t)x(t) dt + \int_{\tau^-}^{\tau^+} b(t)\delta(t - \tau) dt$$

设 $A(t)$ 、 $x(t)$ 中不含冲激函数, 得

$$x(\tau^+) - x(\tau^-) = B(\tau)$$

可得初始值

$$x(\tau^+) = B(\tau)$$

有

$$x(t) = \Phi(t, \tau)x(\tau^+) = \Phi(t, \tau)B(\tau) \quad t > \tau \quad (2.8-10)$$

式(2.8-10)是由单位冲激激励 $u(t) = \delta(t - \tau)$ 作用在电路产生的冲激响应, 即

$$H(t, \tau) = \Phi(t, \tau)B(\tau) \quad t > \tau$$

当 $u(t)$ 是 m 维向量, $B(t)$ 是 $n \times m$ 矩阵, $H(t, \tau)$ 是 $n \times m$ 冲激响应矩阵, 则有

$$H(t, \tau) = \begin{bmatrix} H_{11}(t, \tau) & \cdots & H_{1k}(t, \tau) & \cdots & H_{1m}(t, \tau) \\ \vdots & & & & \vdots \\ H_{n1}(t, \tau) & \cdots & H_{nk}(t, \tau) & \cdots & H_{nm}(t, \tau) \end{bmatrix}$$

3.4.2 线性时变状态方程的零状态解

计算 t 时刻的零状态解, 可以把 t 以前施加的激励看成许多冲激的叠加, 用卷积积分计算零状态解为

$$x(t) = \int_{-\infty}^t H(t, \tau)u(\tau)d\tau$$

3.4.3 线性时变状态方程的全解

时变系统的状态方程为

$$\frac{dx(t)}{dt} = A(t)x(t) + B(t)u(t) \quad (2.8-11)$$

式中: $A(t)$ 和 $B(t)$ 是连续函数。

给定了激励 $u(t)$ 和 t_0 时的起始向量 $x(t_0) = x_0$, 则状态方程的全响应

$$x(t) = \Phi(t, t_0)x(t_0) + \int_{t_0}^t \Phi(t, \tau)B(\tau)u(\tau)d\tau \quad t > t_0$$

时变系统状态方程的解由两个分量组成, 一个是由初始值引起的零输入响应, 另一个是由输入激励产生的零状态响应。在实际应用中, 状态方程的解将采用数值分析的方法由计算机来完成。

第9章 分布参数电路

1 分布参数电路模型和方程

1.1 均匀传输线

当组成实际电路的部件和连接导线的最大尺寸 (l) 可与沿电路周围空间传播的电磁波的波长 (λ) 相比较时, 则必须考虑电路参数的分布性, 即可认为当 $l \geq \lambda/100$ 时, 应用分布参数电路作为实际电路的模型。电力传输线, 在通信工程、计算机和各种控制设备中使用的平行两线传输线和同轴电缆等, 都必须作为分布参数电路来处理。

如果传输线由两根平行导线组成, 每一导线沿线各处具有相同材料、相同截面, 并且导线周围介质沿线均匀分布, 则称两线为均匀传输线。一般两线架空输电线和同轴电缆可近似为两线均匀传输线。

由于均匀传输线的几何尺寸及媒质的电磁性能的均匀性, 均匀传输线的原始参数是以每单位长度的电路参数来表示的, 即单位长度线段上的电阻 R_0 (包括来回线), 其单位为 Ω/m ; 单位长度线段上的电感 L_0 (包括来回线), 其单位为 H/m ; 单位长度线段两导线间的电容 C_0 , 其单位为 F/m ; 单位长度线段两导线间的电导 G_0 , 其单位为 S/m 。

1.2 均匀传输线模型及其方程

均匀传输线上的电压、电流既是时间 t 的函数, 又是空间坐标 x 的函数, 即

$$u = u(x, t)$$

$$i = i(x, t)$$

设电压和电流的参考方向一致, 并选择均匀传输线始端作为计算距离的起点, 如图 2.9-1 (a) 所示。在距传输线始端 x 处取一长度为 Δx 的微段, 当 Δx 足够小时, 可忽略该微段上电路参数的分布性, 用图 2.9-1 (b) 所示的集中参数电路

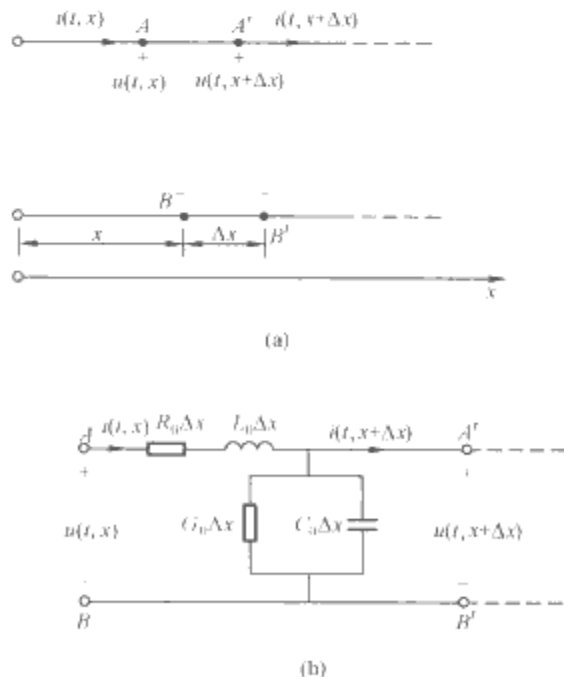


图 2.9-1 集中参数电路

(a) 一段均匀传输线; (b) 长度为 Δx 的一段均匀传输线的电路模型

来等效代替, 因此, 整个均匀传输线可视为由一系列这样的微段级联而成。

均匀传输线的微分方程为

$$-\frac{\partial u}{\partial x} = R_0 i + L_0 \frac{\partial i}{\partial t}$$

$$-\frac{\partial i}{\partial x} = G_0 u + C_0 \frac{\partial u}{\partial t}$$

线路架设情况对称的三相输电线可视为均匀线, 其原始参数 R_0 和 G_0 分别为输电线单位长度内每相的电阻和每相对地的漏电导, L_0 和 C_0 分别为输电线单位长度内每相的等效电感和每相对地的等效电容。在对称三相电压作用下, 线路架设情况对称的三相输电线可化为单相 (两线) 均匀传输线来计算。

1.3 无损耗线模型及其方程

沿线分布电阻和线间分布电导均为零 (即 $R_0 = 0, G_0 = 0$) 的传输线称为无损耗线。无损耗线的集中参数电路模型如图 2.9-2 所示, 其微分方程为

$$-\frac{\partial u}{\partial x} = L_0 \frac{\partial i}{\partial t}$$

$$-\frac{\partial i}{\partial x} = C_0 \frac{\partial u}{\partial t}$$

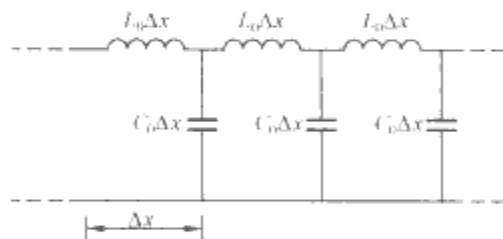


图 2.9-2 集中参数电路模型

研究高频传输线的电压、电流时, 可以忽略分布电阻 R_0 和线间分布电导 G_0 的影响而近似地把它当作无损耗线。

2 分布参数电路的暂态分析

2.1 无损耗线微分方程的通解

当传输线发生换路 (接通、切断或负载发生变化) 或架空线遭受雷击时, 会出现暂态现象。对于具有良好绝缘的架空线, 由于损耗很小, 可以近似地处理为无损耗线。对于高频传输线, 线路参数通常满足条件 $\omega L_0 \gg R_0, \omega C_0 \gg G_0$, 可以忽略损耗也将其视为无损耗线来处理。无损耗线微分方程的通解为

$$u(x, t) = u^+ \left(t - \frac{x}{v} \right) + u^- \left(t + \frac{x}{v} \right)$$

$$i(x, t) = \frac{1}{Z_c} u^+ \left(t - \frac{x}{v} \right) - \frac{1}{Z_c} u^- \left(t + \frac{x}{v} \right)$$

式中: $u^+ (t - x/v)$ 和 $u^- (t + x/v)$ 是两个由边界条件确定的函数。该解答说明线上任意一处的电压、电流均可视为由正向暂态行波 $u^+ (t - x/v)$ 和反向暂态行波 $u^- (t + x/v)$ 叠加而成。暂态行波的传播速度 $v = 1/\sqrt{L_0 C_0}$, 无损耗线的暂态波

阻抗 $Z_c = \sqrt{L_0/C_0}$ 。

当无限长零状态无损耗线始端与激励函数为 $f(t)$ 的电压源接通时, 其解为

$$u(x, t) = f\left(t - \frac{x}{v}\right) \epsilon\left(t - \frac{x}{v}\right)$$

$$i(x, t) = \frac{1}{\sqrt{L_0/C_0}} f\left(t - \frac{x}{v}\right) \epsilon\left(t - \frac{x}{v}\right)$$

由于传输线无限长, 线上只有正向行波, 在传输线上任意位置 x 处的电压、电流的变化规律与线路始端电压、电流的变化规律相同, 只不过时间推迟了 x/v 。

2.2 波的反射和折射

当传输线始端发出波传播至线路终端时, 就会产生反射。如发出波传播至传输线的分支处, 或传播至不同参数的传输线的连接处时, 不仅在线路连接处要产生反射波返回原线路, 而且将有电压、电流行波进入连接处以后的传输线, 这种电压波与电流波称为折射波 (或透射波)。根据柏德生法则, 可用分析集中参数电路暂态的方法来确定反射点的电压 u_2 和电流 i_2 , 然后由已知的

u_2 、 i_2 与 u_2^+ 、 i_2^+ 求得反射点的反射波电压 u_2^- 和电流 i_2^- , 由此写出反射电压波与反射电流波随距离 x 及时间 t 变化的函数式, 最后将入射波与反射波叠加, 即可得沿线电压、电流的分布函数。无损耗线在反射点处的集中参数等效电路如图 2.9-3 所示。图中 u_2^+ 为反射点处的入射波电压, Z_c 是无损耗线的波阻抗, R 是终端反射点的电阻。若反射点接有另外的无损耗传输线, 则 R 为另一无损耗线的波阻抗。

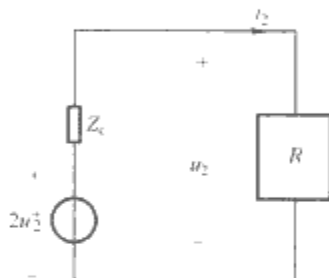


图 2.9-3 无损耗线在反射点处的集中参数等效电路图

反射点处的入射波电压由线路始端发出的电压行波得出, 即

$$u_2^+ = u^+(x, t) \Big|_{x=l} = f\left(t - \frac{l}{v}\right)$$

反射点处的入射波电流为

$$i_2^+ = i^+(x, t) \Big|_{x=l} = \frac{1}{Z_c} f\left(t - \frac{l}{v}\right)$$

由图 2.9-3 的集中参数等效电路可求出反射点处的电压 $u_2(t)$ 和电流 $i_2(t)$ 。

注意: 如果图 2.9-3 所示的集中参数等效电路中含有储能元件, 则电路必须按瞬变工作状态来求解。如果反射点接有另外的无损耗传输线, 则求出的电压 $u_2(t)$ 、电流 $i_2(t)$, 就是由第一传输线透入第二传输线的折射波。求出反射点的电压 $u_2(t)$ 和电流 $i_2(t)$ 后, 可分别求得反射点的反射波电压与反射波电流

$$u_2^-(t) = u_2(t) - u_2^+(t)$$

$$i_2^-(t) = i_2^+(t) - i_2(t)$$

根据 $u_2^-(t)$ 与 $i_2^-(t)$ 写出距始端 x 处的反射波电压和反射波电流的函数式 $u^-(x, t)$ 与 $i^-(x, t)$ 。将入射波与反射波叠加, 即可得沿线电压、电流的分布函数

$$u(x, t) = u^+(x, t) + u^-(x, t)$$

$$i(x, t) = i^+(x, t) - i^-(x, t)$$

如果零状态无损耗线始端接内阻为 R_i 的阶跃电压激励源 $U_s \epsilon(t)$, 且线路始端与信号源达成匹配 ($R_i = Z_c$), 终端接电感量为 L 的纯电感, 则只在终端形成波的反射, 这时线路上的电压、电流表达式分别为

$$u(x, t) = \frac{U_s}{2} \left\{ \epsilon\left(t - \frac{x}{v}\right) - \left[1 - 2e^{-\frac{1}{\tau}\left(t + \frac{x-2l}{v}\right)}\right] \epsilon\left(t + \frac{x-2l}{v}\right) \right\} \quad (2.9-1)$$

$$i(x, t) = \frac{U_s}{2Z_c} \left\{ \epsilon\left(t - \frac{x}{v}\right) - \left[1 - 2e^{-\frac{1}{\tau}\left(t + \frac{x-2l}{v}\right)}\right] \epsilon\left(t + \frac{x-2l}{v}\right) \right\} \quad (2.9-2)$$

式中: $\tau = \frac{L}{Z_c}$ 。

若令 $x = l$, 可得到终端电压、电流的表达式。

如果零状态无损耗线始端接内阻为 R_i 的阶跃电压激励源 $U_s \epsilon(t)$, 且线路始端与信号源达成匹配 ($R_i = Z_c$), 终端接电容量为 C 的纯电容。这时线上的电压、电流表达式同式 (2.9-1) 和式 (2.9-2), 只不过这时 $\tau = Z_c C$ 。

如果零状态无损耗线始端接内阻为 R_i 的阶跃电压激励源 $U_s \epsilon(t)$, 终端接电阻为 R_2 的纯电阻负载, 则线上电压、电流表达式分别为

$$u(x, t) = \frac{Z_c U_s}{R_i + Z_c} \left[\epsilon\left(t - \frac{x}{v}\right) + n_2 \epsilon\left(t + \frac{x}{v} - \frac{2l}{v}\right) + n_1 n_2 \epsilon\left(t - \frac{x}{v} - \frac{2l}{v}\right) + n_1 n_2^2 \epsilon\left(t + \frac{x}{v} - \frac{4l}{v}\right) + n_1^2 n_2^2 \epsilon\left(t - \frac{x}{v} - \frac{4l}{v}\right) + \dots \right]$$

$$i(x, t) = \frac{U_s}{R_i + Z_c} \left[\epsilon\left(t - \frac{x}{v}\right) + n_2 \epsilon\left(t + \frac{x}{v} - \frac{2l}{v}\right) + n_1 n_2 \epsilon\left(t - \frac{x}{v} - \frac{2l}{v}\right) + n_1 n_2^2 \epsilon\left(t + \frac{x}{v} - \frac{4l}{v}\right) + n_1^2 n_2^2 \epsilon\left(t - \frac{x}{v} - \frac{4l}{v}\right) + \dots \right]$$

式中: n_1 为始端的反射系数, $n_1 = \frac{R_i - Z_c}{R_i + Z_c}$; n_2 为终端的反射系数, $n_2 = \frac{R_2 - Z_c}{R_2 + Z_c}$ 。

如果激励源内阻为零, 则 $n_1 = -1$, 终端开路 $n_2 = 1$, 终端短路 $n_2 = -1$ 。式中第一项是由激励源发出的入射波, 第二项为入射波到达终端后发出的反射波, 第三项是终端发出的反射波传播到始端后, 在始端产生的第二次反射波, 第四项是第二次反射波传播到终端后, 在终端产生的第三次反射波, 以此类推, 这样便形成波的多次发射。如果始端和终端都与传输线匹配, 即 $n_1 = 0$, $n_2 = 0$, 则式中就只存在第一项, 这就是由始端发出的入射波。

3 分布参数电路的正弦稳态分析

3.1 均匀传输线方程的正弦稳态解

若均匀传输线的激励源是角频率为 ω 的正弦电压源, 当电路达到稳定状态后, 传输线上各处的电压、电流随时间的变化规律均为与激励源同频率的正弦时间函数, 因此, 可用电压相量和电流相量分别表示正弦电压和正弦电流。用相量表示后, 传输线方程由偏微分方程转化为常微分方程, 求解该常微分方程, 并由给定的边界条件可得传输线方程的正弦稳态解见表 2.9-1。

表 2.9-1 均匀传输线方程的正弦稳态解

| | 用始端边界条件表示 | 用终端边界条件表示 |
|------|--|--|
| 有损耗线 | $\begin{aligned} \underline{U} &= \frac{1}{2}(\underline{U}_1 + \underline{Z}_c \underline{I}_1) e^{-\gamma x} \\ &\quad + \frac{1}{2}(\underline{U}_1 - \underline{Z}_c \underline{I}_1) e^{\gamma x} \\ \underline{I} &= \frac{1}{2}\left(\frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_c} + \underline{I}_1\right) e^{-\gamma x} \\ &\quad - \frac{1}{2}\left(\frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_c} - \underline{I}_1\right) e^{\gamma x} \end{aligned}$ | $\begin{aligned} \underline{U} &= \frac{1}{2}(\underline{U}_2 + \underline{Z}_c \underline{I}_2) e^{\gamma x'} \\ &\quad + \frac{1}{2}(\underline{U}_2 - \underline{Z}_c \underline{I}_2) e^{-\gamma x'} \\ \underline{I} &= \frac{1}{2}\left(\frac{\underline{U}_2}{\underline{Z}_c} + \underline{I}_2\right) e^{\gamma x'} \\ &\quad - \frac{1}{2}\left(\frac{\underline{U}_2}{\underline{Z}_c} - \underline{I}_2\right) e^{-\gamma x'} \end{aligned}$ |
| 双曲函数 | $\begin{aligned} \underline{U} &= \underline{U}_1 \cosh \gamma x - \underline{Z}_c \underline{I}_1 \sinh \gamma x \\ \underline{I} &= \underline{I}_1 \cosh \gamma x - \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_c} \sinh \gamma x \end{aligned}$ | $\begin{aligned} \underline{U} &= \underline{U}_2 \cosh \gamma x' + \underline{Z}_c \underline{I}_2 \sinh \gamma x' \\ \underline{I} &= \underline{I}_2 \cosh \gamma x' + \frac{\underline{U}_2}{\underline{Z}_c} \sinh \gamma x' \end{aligned}$ |
| 无损耗线 | $\begin{aligned} \underline{U} &= \underline{U}_1 \cos \alpha x - j \underline{Z}_c \underline{I}_1 \sin \alpha x \\ \underline{I} &= \underline{I}_1 \cos \alpha x - j \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_c} \sin \alpha x \end{aligned}$ | $\begin{aligned} \underline{U} &= \underline{U}_2 \cos \alpha x' + j \underline{Z}_c \underline{I}_2 \sin \alpha x' \\ \underline{I} &= \underline{I}_2 \cos \alpha x' + j \frac{\underline{U}_2}{\underline{Z}_c} \sin \alpha x' \end{aligned}$ |

注 x' 轴的起点在终端, 其正方向由终端指向始端, 而 x 轴的起点在始端, 其正方向由始端指向终端。

表 2.9-1 的式中, \underline{Z}_c 、 γ 、 α 分别表示传输线的特性阻抗、传播常数、相移常数。均匀线的特性阻抗 \underline{Z}_c 是联系沿同一方向行进的电压行波相量和电流行波相量的参数。它等于均匀线上任意一处沿同一方向行进的电压行波相量与电流行波相量之比。传播常数 $\gamma = \beta + j\alpha$ 能反映波的传播特性。它的实部 β 称为波的衰减常数, 表示波每行进一单位长度, 其幅值要减小到原有幅值的 e^β 分之一; 虚部 α 称为波的相移常数, 其值等于在沿波行进方向相距一单位长度处波在相角上滞后的弧度数, 相移常数与波长之间的关系为 $\alpha = 2\pi/\lambda$ 。

3.2 表示均匀传输线传播特性的参数

表示均匀传输线传播特性的参数见表 2.9-2。在频率一定的情况下, 它们都只与线路的参数有关, 而与负载无关。

表 2.9-2 表示均匀传输线传播特性的参数

| | 有损耗线 | 无损耗线 |
|------|---|--|
| 传播常数 | $\begin{aligned} \gamma &= \beta + j\alpha \\ &= \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)} \end{aligned}$ | $\begin{aligned} \gamma &= \beta + j\alpha = \sqrt{j\omega L_0 \times j\omega C_0} \\ &= j\omega \sqrt{L_0 C_0} \end{aligned}$ |
| 相移速度 | $v_p = \frac{\omega}{\alpha} = f\lambda$ | $v_p = \frac{\omega}{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}$ |
| 特性阻抗 | $\underline{Z}_c = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}$ | $\underline{Z}_c = \sqrt{\frac{j\omega L_0}{j\omega C_0}} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$ |

从表 2.9-2 可知, 对于有损耗线, 因衰减常数 $\beta \neq 0$, 则电压、电流行波沿线传播幅值会衰减; 由于相移常数 α 是频率的函数, 相移速度也是频率的函数, 即非正弦周期信号在有损耗线上传播波形将发生畸变; 有损耗线的特性阻抗是复数, 说明同方向上的电压行波和电流行波存在相角差。对于无损耗线, 衰减常数 $\beta = 0$, 故电压行波和电流行波沿线传播幅值不衰减, 相移速度与频率无关, 仅由传输线的原始参数 L_0 和 C_0 决定, 因此非正弦周期信号在无损耗线上传播波形不发生畸变; 无损耗线的特性阻抗是纯电阻性的, 且与频率无关, 说明同方向上的电压行波和电流行波同相。

3.3 无畸变条件

对通信线路, 为了不使信号失真, 要求减小或消除在信号传输过程中的畸变。如果电路参数恰好使衰减常数 β 与频率无关, 则可消除畸变, 由此可得无畸变条件为 $R_0/L_0 = G_0/C_0$, 满足此条件后, 传输线的衰减常数 $\beta = \sqrt{R_0 G_0}$, 相移常数 $\alpha = \omega \sqrt{L_0 C_0}$, 均是最小的。由于相移常数与角频率成正比, 相移速度与频率无关。当信号沿传输线传输时, 各频率分量受到同样的衰减和相移, 并以同样的速度传播, 从而达到信号的无畸变传输。实际的线路参数由于 G_0 很小, 常不能满足无畸变条件, 必须用人为的方法改变线路参数, 例如, 可在传输线上每隔一定距离接入一个电感线圈, 而且必须使负载与线路匹配, 才能真正使得信号在传输过程中不发生畸变。无畸变线的特性阻抗 $\underline{Z}_c = \sqrt{L_0/C_0} = \sqrt{R_0/G_0}$ 是电阻性的。

3.4 均匀传输线的工作状态

终端负载对传输线工作状态的影响由终端的反射系数 n_2 决定。不同负载情况下, 传输线上任一点处电压、电流相量表达式见表 2.9-3。

表 2.9-3 不同终端情况下的电压、电流相量表达式

| | 反射系数 | 有损耗线 | 无损耗线 |
|------|------------|--|--|
| 终端匹配 | $n_2 = 0$ | $\begin{aligned} \underline{U}(x') &= \underline{U}_2 e^{\gamma x'} \\ \underline{I}(x') &= \underline{I}_2 e^{\gamma x'} \end{aligned}$ | $\begin{aligned} \underline{U}(x') &= \underline{U}_2 e^{j\alpha x'} \\ \underline{I}(x') &= \underline{I}_2 e^{j\alpha x'} \end{aligned}$ |
| 终端开路 | $n_2 = 1$ | $\begin{aligned} \underline{U}(x') &= \underline{U}_2 \cosh \gamma x' \\ \underline{I}(x') &= \frac{\underline{U}_2}{\underline{Z}_c} \sinh \gamma x' \end{aligned}$ | $\begin{aligned} \underline{U}_{oc}(x') &= \underline{U}_2 \cos \alpha x' \\ \underline{I}_{oc}(x') &= j \frac{\underline{U}_2}{\underline{Z}_c} \sin \alpha x' \end{aligned}$ |
| 终端短路 | $n_2 = -1$ | $\begin{aligned} \underline{U}(x') &= \underline{Z}_c \underline{I}_2 \sinh \gamma x' \\ \underline{I}(x') &= \underline{I}_2 \cosh \gamma x' \end{aligned}$ | $\begin{aligned} \underline{U}_{sc}(x') &= j \underline{Z}_c \underline{I}_2 \sin \alpha x' \\ \underline{I}_{sc}(x') &= \underline{I}_2 \cos \alpha x' \end{aligned}$ |

从表 2.9-3 看出, 传输线终端匹配时 ($n_2 = 0$), 不管是有损耗线还是无损耗线, 沿线都只存在正向行波, 无反向行波。因此传输线为行波工作状态, 其特点是正向行波将能量单方向地从电源端传输到负载端。在终端开路 ($n_2 = 1$) 和终端短路 ($n_2 = -1$) 的有损耗线上既有正向行波, 又有反向行波。在终端开路和终端短路的无损耗线上, 沿线电压、电流的分布形成驻波。这是由于终端反射系数的模 $|n_2|$ 均等于 1, 即入射波在终端发生全反射, 于是得到两个以相等速度反向传播的不衰减的等幅正弦行波, 二者叠加便形成驻波。当终端接纯电抗负载时, 终端反射系数的模 $|n_2|$ 也等于 1, 这时无损耗传输线仍为驻波工作状态。驻波工作状态的特点是电压与电流的波腹和波节的位置固定不变。相邻的电压波腹和电流波腹相距 $\lambda/4$, 相邻的电压波腹 (或电流波节) 相距 $\lambda/2$ 。从能量来看, 电磁场能量只能在每个电压波节与电流波节之间的 $\lambda/4$ 长度范围内振荡, 能量不能从电源端传递到负载端。当无损耗线终端接任意负载时, 线路的工作状态一般既不是纯驻波工作状态, 也不是纯行波工作状态, 而是二者的叠加。负载吸收的能量是由行波分量传播的, 同时沿线还有电磁场能量的振荡。为了衡量终端接任意负载的无损耗线匹配的程度, 引入驻波系数 SWR (或称驻波比), 定义为线上电压 (电流) 驻波的最大值与最小值之比, 即

$$SWR = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{I_{\max}}{I_{\min}} = \frac{1 + |n_2|}{1 - |n_2|}$$

由此看出, 终端反射系数的模 $|n_2|$ 越大, SWR 越大,

驻波分量越大，行波分量越小。对于有损耗线，由于难于清楚地确定电压（电流）的最大值和最小值，故一般不用 SWR。

对于无限长的均匀传输线，由于线上电压、电流无反射波存在，故无限长线与终端匹配的传输线有相同的工作状态。

3.5 均匀传输线的输入阻抗

均匀传输线上任一点向终端看去的输入阻抗列于表 2.9-4 中。

表 2.9-4 输 入 阻 抗

| | 有损耗线 | 无损耗线 |
|---------|--|--|
| 终端匹配 | $Z_{in}(x') = Z_c$ | $Z_{in}(x') = Z_c$ |
| 终端开路 | $Z_{oc}(x') = \frac{Z_c}{\tanh \gamma x'}$ | $Z_{oc}(x') = -jZ_c \cot \frac{2\pi}{\lambda} x' = jX_{oc}$ |
| 终端短路 | $Z_{sc}(x') = Z_c \tanh \gamma x'$ | $Z_{sc}(x') = jZ_c \tan \frac{2\pi}{\lambda} x' = jX_{sc}$ |
| 终端接任意负载 | $Z_{in}(x') = Z_c \frac{Z_2 + Z_c \tanh \alpha x'}{Z_c + Z_2 \tanh \alpha x'}$ | $Z_{in}(x') = Z_c \frac{Z_2 + jZ_c \tan \alpha x'}{Z_c + jZ_2 \tan \alpha x'}$ |

表 2.9-4 的式中， Z_c 为传输线的特性阻抗； Z_2 为线路终端的负载阻抗。从表 2.9-4 看出，对于终端匹配的均匀传输线，线上任一点向终端看去的输入阻抗都等于线路的特性阻抗，只不过有损耗线的特性阻抗是复数，而无损耗线的特性阻抗是实数。对于终端开路 and 终端短路的无损耗线，线上任一点向终端看去的输入阻抗都是纯电抗性的。无损耗线终端开路时输入电抗 X_{oc} 的性质与大小随距离 x' 而改变，在 $0 < x' < \lambda/4$ 内，等效于一个容抗，在 $\lambda/4 < x' < \lambda/2$ 内，等效于一个感抗；以后每隔 $\lambda/4$ ，输入电抗的性质改变一次。无损耗线终端短路时，在 $0 < x' < \lambda/4$ 内，输入电抗为感抗；在 $\lambda/4 < x' < \lambda/2$ 内，输入电抗为容抗。基于终端开路及终端短路的无损耗线输入阻抗的电抗特性，在某些情况下（例如超高频技术中），可用一段小于 $\lambda/4$ 的无损耗线来代替所需的电路元件。

如果需要使用感抗为 X_L 的电感元件时，可用一段长度为 l_L 、特性阻抗为 Z_c 的无损耗短路线来代替， l_L 应满足的关系为

$$l_L = \frac{\lambda}{2\pi} \arctan \frac{X_L}{Z_c}$$

式中： $0 < \arctan \frac{X_L}{Z_c} < \frac{\pi}{2}$ 。

如果需用容抗为 X_C 的电容元件时，可用一段长度为 l_C 、特性阻抗为 Z_c 的无损耗开路线代替， l_C 应满足的关系为

$$l_C = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{arccot} \frac{X_C}{Z_c}$$

式中： $0 < \operatorname{arccot} \frac{X_C}{Z_c} < \frac{\pi}{2}$ 。

3.6 $\lambda/4$ 无损耗线的作用

$\lambda/4$ 的无损耗线具有阻抗变换器作用。为了使两个不相同的阻抗 Z_1 与 Z_2 实现匹配，可在其间插入一段 $\lambda/4$ 无损耗线，其特性阻抗为 $Z_c = \sqrt{Z_1 Z_2}$ 。例如特性阻抗为 Z_{c1} 的无损耗线，终端接一阻抗为 Z_2 ($Z_2 \neq Z_{c1}$) 的负载，为使特性

阻抗为 Z_{c1} 的无损耗线上无反射波存在，应在该无损耗线和负载之间插入一段特性阻抗为 Z_c 、长度为 $\lambda/4$ 的无损耗线，如图 2.9-4 所示。

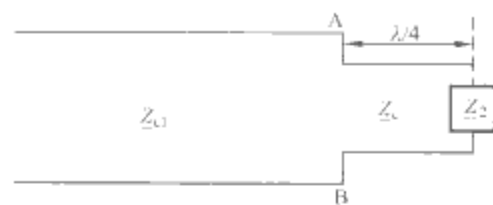


图 2.9-4

A、B 端的输入阻抗为

$$\begin{aligned} Z_{in} &= Z_c \frac{Z_2 \cos \frac{2\pi}{\lambda} \times \frac{\lambda}{4} + j Z_c \sin \frac{2\pi}{\lambda} \times \frac{\lambda}{4}}{Z_c \cos \frac{2\pi}{\lambda} \times \frac{\lambda}{4} + j Z_2 \sin \frac{2\pi}{\lambda} \times \frac{\lambda}{4}} \\ &= \frac{Z_c^2}{Z_2} \end{aligned}$$

当 $Z_{in} = Z_{c1}$ 时，无损耗传输线 (Z_{c1}) 上无反射波，故插入的 $\lambda/4$ 线的特性阻抗为

$$Z_c = \sqrt{Z_{c1} Z_2}$$

$\lambda/4$ 的无损耗短路线，因其输入阻抗为无限大，故可用长度等于 $\lambda/4$ 的终端短路金属杆作为超高频线路的支持绝缘子。

3.7 传输线的功率计算

电压行波和电流行波的沿线传播，伴随着相应的电磁能量的传输。距线路始端 x 处正向行波的平均功率为

$$P^+ = U_1^+ I_1^+ e^{-2\beta x} \cos \varphi_c$$

反向行波的平均功率为

$$P^- = U_1^- I_1^- e^{2\beta x} \cos \varphi_c$$

式中： U_1^+ 、 I_1^+ 、 U_1^- 、 I_1^- 分别是始端的正向行波电压、电流、反向行波电压、电流的有效值； φ_c 为传输线特性阻抗的辐角。

当传输线在终端匹配，即 $Z_2 = Z_c$ 时，终端负载吸收的功率称为传输线的自然功率，其值为

$$P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2 = \frac{U_2^2}{|Z_c|} \cos \varphi_2$$

此时，由线路始端输入功率为

$$P_1 = \operatorname{Re}[U_1 I_1^*] = e^{2\beta l} \operatorname{Re}[U_2 I_2^*] = P_2 e^{2\beta l}$$

因此，传输线在传输自然功率时的输电效率为

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = e^{-2\beta l}$$

3.8 分段均匀的传输线

对分段均匀的传输线，应采用分段计算的方法。两种典型的不均匀（分段均匀）线如图 2.9-5 所示。

对于图 2.9-5 (a) 所示电路，根据第二对传输线的负载阻抗 Z_2 、线长 l_2 和特性阻抗 Z_{c2} 计算出该段线的输入端阻抗 Z'_{in} ，如图 2.9-6 所示。将阻抗 Z'_{in} 与阻抗 Z_1 并联的等效阻抗作为第一对传输线的终端阻抗，再根据第一对传输线的线长 l_1 和特性阻抗 Z_{c1} 计算出第一对传输线的始端输入阻抗 Z_{in} ，由此可作出计算始端电压相量 \underline{U}_1 和电流相量 \underline{I}_1 的集总参数电路，如图 2.9-7 所示。

计算出 \underline{U}_1 、 \underline{I}_1 后，可用始端边界条件表示的电压表达

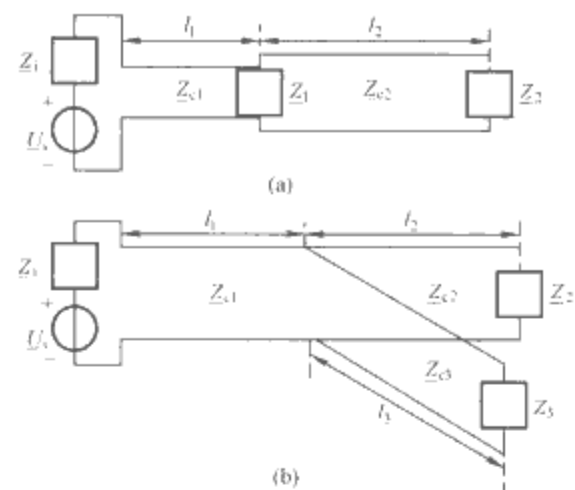


图 2.9-5 两种典型的分段均匀传输线
(a) 分段均匀传输线的级联；(b) 分段均匀传输线的并联

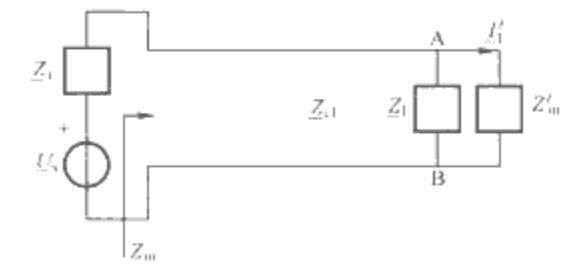


图 2.9-6 级联型分段均匀传输线的等效电路

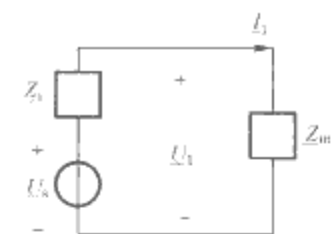


图 2.9-7 分段均匀传输线始端的
集中参数等效电路

式计算第一对传输线的终端电压 \underline{U}_{AB} ，该电压是阻抗 Z_1 的端电压，也是第二对传输线的始端电压，将它除以第二对传输线的输入阻抗 Z'_{i2} ，即得第二对传输线的始端电流 \underline{I}'_2 ，按同样的方法可求得第二对传输线的终端电压、电流及负载的功率等。

对于图 2.9-5 (b) 所示电路，首先分别求出线长为 l_2 、 l_3 的传输线的始端输入阻抗，然后将二者并联的等效阻抗作为第一对传输线的终端阻抗，其余计算与图 2.9-5 (a) 所示电路相同。

第10章 电网络分析基础

1 网络图

1.1 网络图及其基本术语

网络图是一些点的集合和一些线段的集合构成的二元组。图中的点称为顶点或节点，线段称为边或支路，其中所有边连接于顶点上。顶点可以是线段的端点或孤立的点，而边一定连接着两个节点。

若将网络图中所有边都标上方向，则称此图为有向图，反之，称为无向图。

如果图 G_s 是图 G 的一个部分，即图 G_s 的每个顶点和边都是图 G 中的顶点和边，则称图 G_s 为图 G 的一个子图。如果把图 G 分成两个子图 G_1 和 G_2 ，这两个子图没有相同的边，但它们共同包含了图 G 的全部边和全部顶点，则称这两个子图互补，子图 G_1 (G_2) 是子图 G_2 (G_1) 的补图。

如果边 e 连接两个顶点 V_i 和 V_j ，则称边 e 与节点 V_i 和 V_j 相关联。

当一条通路的始端顶点与终端顶点重合，即通路闭合，这种闭合的通路称为回路。显然，一个回路中的顶点均与属于该回路的两条边相关联。

如果图 G 中任意两个顶点之间至少有一条通路，则称图 G 为连通图，否则就是非连通图。

任一连通图 G 中，同时满足下列三个条件的子图称为图 G 的树。① 该子图是连通的；② 该子图包含了图 G 的全部顶点；③ 该子图不包含任何回路。根据树的定义，在树中任意两个顶点之间有一条通路。在图 G 中与树 T 互补的子图称为树余。组成树的边称为树支，组成树余的边称为连支。

在任一连通图 G 中，满足下列条件的边的最小集合称为图 G 的割集。移去该边集合的所有边后，原连通图留下的图形将是两个，且仅有两个彼此分离而又各自连通的子图；保留该边集合的任一条边不被移去，图 G 仍然是连通的。由于树是连通全部顶点的，因此一个连通图 G 的一个割集至少包含 G 的一条树支。由树 T 的一条树支与相应的唯一的一组连支所构成的割集，称为图 G 中关于树 T 的一个基本割集。对于一个具有 $n_1 = n + 1$ 个节点， b 条支路的连通图 G ，关于任何一个树 T 的基本割集数目为 n 。

根据树的定义可知，在树中的任意两个顶点间加一连支必然形成回路，因此，图 G 的任何回路至少包含一条连支。在图 G 中选定一个树 T 后，关于树 T 的任何一条连支与相应的唯一的一组树支所构成的回路，称为图 G 中关于树 T 的一个基本回路。对任何一个树 T 的基本回路数为 $b - n$ 。

1.2 网络图的画法及应用

利用网络图分析电网络是图论在网络理论中的应用。当我们只考虑电网络中各元件之间的约束关系，而不涉及元件的性质时，图论即成为有利工具。由一个电路构成相应网络的图，视分析方法不同略有不同。将网络中的每一个二端元

件用一条线段代替，节点用圆点表示构成网络的图，一般用于状态变量分析等方法中；而利用一般支路的概念，即如图 2.10-1 所示一般支路用一条线段代替，构成网络的图，则用于节点分析法等常用分析方法中。

由非源元件与独立电压源串联后再与独立电流源并联构成的支路称为一般支路，讨论时常使用一般支路经过拉普拉斯变换处理后的复频域模型。图 2.10-1 中 $U_{bk}(s)$ 、 $I_{bk}(s)$ 为支路电压、电流象函数， $Z_k(s)$ [或 $Y_k(s)$] 为支路的复频域阻抗(或

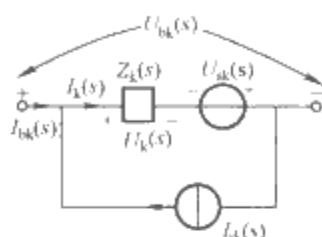


图 2.10-1 一般支路

导纳)， $U_k(s)$ 、 $I_k(s)$ 为非源元件的电压、电流象函数， $U_{sk}(s)$ 和 $I_{sk}(s)$ 则为独立电压源的电压象函数和独立电流源的电流象函数。对于动态元件 L 和 C ，如果有初始储能，其初始储能的影响转化为与 L 、 C 串(或并)联的附加电源一并考虑入一般支路的独立电源中。显然，采用一般支路后网络中支路数较之第一种处理方法减少。

对于多端元件一般按一个端口一条支路处理。

2 图的矩阵表示和电路定律的矩阵形式

2.1 关联矩阵

图的节点和支路的关联性质可以用一个矩阵来表示。该矩阵每行对应于一个节点，每列对应于一条支路。对于一个具有 $n_1 = n + 1$ 个节点， b 条支路的有向连通图 G ， A_a 是一个 $n_1 \times b$ 的矩阵，称为图的增广关联矩阵。其每一个元素定义为

$$a_{ij} = \begin{cases} +1 & \text{第 } j \text{ 条支路与第 } i \text{ 个节点相关联,} \\ & \text{且支路方向离开节点} \\ -1 & \text{第 } j \text{ 条支路与第 } i \text{ 个节点相关联,} \\ & \text{且支路方向指向节点} \\ 0 & \text{第 } j \text{ 条支路与第 } i \text{ 个节点无关联} \end{cases}$$

由于每条支路必须与两个节点相关联，且其方向必定离开其中一个节点，指向另一个节点。因此 A_a 中的每一列只包含两个非零元素。其中一个是 $+1$ ，另一个是 -1 。这表明 A_a 中的各行是线性相关的。如果从 A_a 中任意去掉一行，则 A_a 中的任意 n 行都包含了关于 A_a 的全部信息。

从 A_a 中任意去掉一行的矩阵，称为缩减的节点-支路关联矩阵，用符号 A 表示，简称关联矩阵，被去掉的一行对应的节点通常为参考节点。 A 是一个 $n \times b$ 的矩阵。

2.2 回路矩阵

图的回路和支路的关联性质可以用一个矩阵 B_a 来表示，它的每行对应于一个回路，每列对应于一条支路，称为增广回路矩阵。对于一个具有 $n_1 = n + 1$ 个节点， b 条支路， l 个回路的有向连通图 G ，在标定各回路方向后， B_a 是一个 $l \times b$ 的矩阵。其每一个元素定义为

$$b_{ij} = \begin{cases} +1 & \text{第 } j \text{ 条支路与第 } i \text{ 个回路相关联,} \\ & \text{且支路方向与回路方向相同} \\ -1 & \text{第 } j \text{ 条支路与第 } i \text{ 个回路相关联,} \\ & \text{且支路方向与回路方向相反} \\ 0 & \text{第 } j \text{ 条支路与第 } i \text{ 个回路无关联} \end{cases}$$

B_n 的秩是小于其行数的,它的秩为 $b-n$,因此没有必要把 B_n 的全部行都列出来。为了保证获取足够的独立回路,一般采用基本回路。

若支路的标号按先树支后连支的顺序,基本回路标号的顺序按相应连支标号的顺序,则基本回路矩阵 B_l 可以分块成

$$B_l = [B_l : I_1]$$

式中: B_l 是一个 $(b-n) \times b$ 的矩阵; B_l 是一个 $(b-n) \times n$ 的子阵,反映了基本回路与树支的关联关系; I_1 是一个 $(b-n)$ 阶单位阵,反映了基本回路与连支的关联关系。

2.3 割集矩阵

图的割集和支路的关联性质可以用一个割集矩阵 Q_n 来表示,它的每行对应于一个割集,每列对应于一条支路,称为割集矩阵。

对于一个具有 $n_1=n+1$ 个节点、 b 条支路、 c 个割集的有向连通图 G ,选定割集的方向,并标在表示割集的虚线上, Q_n 是一个 $c \times b$ 的矩阵,其中每一个元素定义为

$$q_{ij} = \begin{cases} +1 & \text{第 } j \text{ 条支路与第 } i \text{ 个割集相关联,} \\ & \text{且支路方向与割集方向相同} \\ -1 & \text{第 } j \text{ 条支路与第 } i \text{ 个割集相关联,} \\ & \text{且支路方向与割集方向相反} \\ 0 & \text{第 } j \text{ 条支路与第 } i \text{ 个割集无关联} \end{cases}$$

Q_n 的秩是小于其行数的,它的秩为 n ,为顺利列出独立的行,一般采用基本割集。

基本割集的方向与定义它的树支方向一致。按基本割集组写出的基本割集矩阵 Q_l 是一个 $n \times b$ 的矩阵。如果图 G 中支路的编号按先树支后连支的顺序,基本割集的编号顺序按相应的树支编号顺序,则基本割集矩阵可以分块成

$$Q_l = [I_1 : Q_l]$$

式中: I_1 为 n 阶单位阵,表示基本割集与树支的关联关系; Q_l 为 $n \times (b-n)$ 的子阵,表示基本割集与连支的关联关系。

2.4 矩阵 A 、 B_l 、 Q_l 之间的关系

对于一个有向连通图 G ,任意指定一个参考节点,写出关联矩阵 A ;任选一树 T ,若图 G 中支路的编号按先树支后连支的顺序,写出基本回路矩阵 B_l 和基本割集矩阵 Q_l 。由于 A 、 B_l 、 Q_l 是从不同角度来描述同一网络连接性质的三个矩阵,则在同一支路编号下,存在着如下的关系:

(1) 矩阵 A 与矩阵 B_l 之间的关系
$$B_l = [B_l : I_1] = [-(A_l^{-1}A)^T : I_1] \quad (2.10-1)$$

(2) 矩阵 A 与矩阵 Q_l 的关系
$$Q_l = [I_1 : A_l^{-1}A_l] = A_l^{-1}[A_l : A_l] = A_l^{-1}A \quad (2.10-2)$$

(3) 矩阵 B_l 与矩阵 Q_l 之间的关系
$$B_l = [-Q_l : I_1] \text{ 或 } Q_l = [I_1 : -B_l^T] \quad (2.10-3)$$

2.5 基尔霍夫定律的矩阵形式

2.5.1 基尔霍夫电流定律的矩阵形式

$$AI_b(s) = 0, Q_l I_b(s) = 0, I_b(s) = B_l^T I_l(s)$$

式中: I_b 是以各支路电流为元素的列向量,称为支路电流向

量; I_l 是树支电流向量; I_l 是连支电流向量。

式 $AI_b(s)=0$ 就是对每个节点列写的 KCL 方程; $Q_l I_b(s)=0$ 则是以基本割集为闭合面而列写的广义 KCL 方程; $I_b(s)=B_l^T I_l(s)$ 则说明由基本割集的 KCL,每一基本割集中树支电流总可以用连支电流的代数和表示,故连支电流是全部支路电流集合的一个基底。

2.5.2 基尔霍夫电压定律的矩阵形式

$$U_b(s) = A^T U_n(s), U_b(s) = Q_l^T U_l(s), B_l U_b(s) = 0$$

式中: U_b 是以各支路电压为元素的列向量,称为支路电压向量; U_l 是树支电压向量; U_l 是连支电压向量。

式 $U_b(s)=A^T U_n(s)$ 表示每条支路电压为它两端节点电压之差; $U_b(s)=Q_l^T U_l(s)$ 则说明由基本回路的 KVL,每一基本回路中连支电压总可以用树支电压的代数和表示,故树支电压是全部支路电压集合的一个基底; $B_l U_b(s)=0$ 则是对每个基本回路列写的 KVL 方程。

3 电网络分析的基本方法

按一般支路参考方向的规定,其连接约束关系见表 2.10-1 所示。

表 2.10-1 用三种矩阵表示的基尔霍夫定律矩阵形式

| KCL | KVL |
|-----------------------|-----------------------|
| $AI_b(s)=0$ | $U_b(s)=A^T U_n(s)$ |
| $Q_l I_b(s)=0$ | $U_b(s)=Q_l^T U_l(s)$ |
| $I_b(s)=B_l^T I_l(s)$ | $B_l U_b(s)=0$ |

一般支路的元件约束关系用电压电流关系的矩阵表示为

$$U_b(s) = Z_b(s) I_b(s) + Z_b(s) I_s(s) - U_s(s)$$

或

$$I_b(s) = Y_b(s) U_b(s) + Y_b(s) U_s(s) - I_s(s)$$

使用不同 KCL、KVL 及 VCR 可以得到不同的分析方法。

3.1 2b 分析法

对于具有 $n_1=n+1$ 个节点、 b 条支路的网络,假设各支路电压和各支路电流为未知变量,共有 $2b$ 个变量。由 KCL 可列出 n 个独立的方程,由 KVL 可列出 $b-n$ 个独立的方程,并列写出每条支路的电流、电压关系 b 个方程

$$AI_b(s) = 0 \quad (2.10-4)$$

$$B_l U_b(s) = 0 \quad (2.10-5)$$

$$I_b(s) = Y_b(s) U_b(s) + Y_b(s) U_s(s) - I_s(s)$$

[或 $U_b(s) = Z_b(s) I_b(s) + Z_b(s) I_s(s) - U_s(s)$]
$$(2.10-6)$$

直接从这 $2b$ 个方程中解出支路电流向量和支路电压向量的方法,称 $2b$ 分析法或列表法。

3.2 支路电流分析法

$2b$ 分析法中消去支路电压向量,仅将支路电流向量作为未知变量,此时有 b 个未知量、 b 个方程

$$AI_b(s) = 0 \quad (2.10-7)$$

$$B_l Z_b(s) I_b(s) = B_l U_s(s) - B_l Z_b(s) I_s(s) \quad (2.10-8)$$

从式(2.10-7)和式(2.10-8)中可解得支路电流向量,称为支路电流法。同样,若从 $2b$ 分析法中消去支路电流向量而求得支路电压向量,称为支路电压法。

3.3 节点分析法

采用关联矩阵 A 表示的 KCL 方程、KVL 方程和用支路

导纳矩阵 $Y_b(s)$ 表示的 VCR 方程

$$A I_b(s) = 0 \quad (2.10-9)$$

$$U_b(s) = A^T U_n(s) \quad (2.10-10)$$

$$I_b(s) = Y_b(s) U_b(s) + Y_b(s) U_s(s) - I_s(s) \quad (2.10-11)$$

先消去支路电压向量, 再消去支路电流向量, 仅将节点电压向量作为独立变量, 可整理得

$$A Y_b(s) A^T U_n(s) = A I_s(s) - A Y_b(s) U_s(s) \quad (2.10-12)$$

令 $Y_n(s) = A Y_b(s) A^T$ 为节点导纳矩阵, 这是一个 n 阶方阵, $I_n(s) = A [I_s(s) - Y_b(s) U_s(s)]$ 为节点电流源向量, 这是一个 n 维向量, 则

$$Y_n(s) U_n(s) = I_n(s) \quad (2.10-13)$$

式(2.10-13)表示一组独立的节点方程式, 它是一组以节点电压为变量的 KCL 方程。

对于给定网络, 根据式(2.10-13)不难求出节点电压向量 $U_n(s)$, 再根据式(2.10-10)和式(2.10-11)可以分别求得支路电压向量 $U_b(s)$ 和支路电流向量 $I_b(s)$ 。

节点分析法是目前使用最多的分析方法, 在通用电路分析程序中多用节点分析法。

3.4 割集分析法

采用基本割集矩阵 Q_f 表示的复频域形式的 KCL 方程、KVL 方程、用支路导纳矩阵 $Y_b(s)$ 表示的 VCR 方程

$$Q_f I_b(s) = 0 \quad (2.10-14)$$

$$U_b(s) = Q_f^T U_t(s) \quad (2.10-15)$$

$$I_b(s) = Y_b(s) U_b(s) + Y_b(s) U_s(s) - I_s(s) \quad (2.10-16)$$

消去支路电压向量和支路电流向量后, 仅将树支电压作为变量, 可整理得

$$Q_f Y_b(s) Q_f^T U_t(s) = Q_f [I_s(s) - Y_b(s) U_s(s)] \quad (2.10-17)$$

令

$$Y_c(s) = Q_f Y_b(s) Q_f^T \quad (2.10-18)$$

$$I_c(s) = Q_f [I_s(s) - Y_b(s) U_s(s)] \quad (2.10-19)$$

则式(2.10-17)可简化为

$$Y_c(s) U_t(s) = I_c(s) \quad (2.10-20)$$

式中: $Y_c(s)$ 是一个 n 阶方阵, 称为割集导纳矩阵; $I_c(s)$ 是一个 n 维向量, 称为割集电流源向量。

式(2.10-20)表示一组独立的割集方程。

对于给定网络, 根据式(2.10-20)求出树支电压向量 $U_t(s)$ 后, 可由式(2.10-15)和式(2.10-16)分别求得支路电压向量 $U_b(s)$ 和支路电流向量 $I_b(s)$ 。

3.5 回路分析法

用基本回路矩阵 B_f 表示的复频域形式的 KCL 方程、KVL 方程和用支路阻抗矩阵 Z_b 表示的 VCR 方程

$$I_b(s) = B_f^T I_l(s) \quad (2.10-21)$$

$$B_f U_b(s) = 0 \quad (2.10-22)$$

$$U_b(s) = Z_b(s) I_b(s) + Z_b(s) I_s(s) - U_s(s) \quad (2.10-23)$$

消去支路电流向量和支路电压向量后, 仅将连支电流作为变量, 可整理得

$$B_f Z_b(s) B_f^T I_l(s) = B_f U_s(s) - B_f Z_b(s) I_s(s) \quad (2.10-24)$$

令

$$Z_l(s) = B_f Z_b(s) B_f^T \quad (2.10-25)$$

$$U_{sl}(s) = B_f U_s(s) - B_f Z_b(s) I_s(s) \quad (2.10-26)$$

则式(2.10-24)可简化为

$$Z_l(s) I_l(s) = U_{sl}(s) \quad (2.10-27)$$

式中: $Z_l(s)$ 为一个 $b-n$ 阶方阵, 称为回路阻抗矩阵; $U_{sl}(s)$ 是一个 $b-n$ 维向量, 称为回路电压源向量。

式(2.10-27)表示一组独立的回路方程。

对于给定网络, 根据式(2.10-27)求出连支电流向量 $I_l(s)$ 后, 可由式(2.10-21)和式(2.10-23)分别求得支路电流向量 $I_b(s)$ 和支路电压向量 $U_b(s)$ 。

3.6 撕裂法

撕裂法是分析大型网络的一种方法。该方法的基本思想是把一个大型网络撕裂成若干较小的部分网络。对每一个部分网络可以单独分析和求解, 不必考虑其他部分的存在。然后把各部分网络的解相互连接构成原网络的整体解。由于每一部分网络比原网络结构简单, 求解也比较容易。对于各部分网络可用节点分析法、回路分析法、割集分析法等求解。在此只介绍节点分析法。

对于图 2.10-2 所示网络, 当移去支路 b_1 、 b_2 时, 原来的连通图成为两个分离部分。被移去的支路称为撕裂支路, 其余支路称为剩余支路。

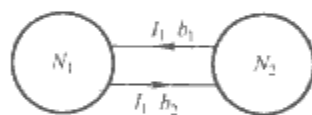


图 2.10-2 撕裂前网络示意图

据替代定理, 在列写方程时, 撕裂支路对网络 N_1 、 N_2 而言相当于一个大小为 I_1 的电流源, 如图 2.10-3 所示。而求解 I_1 用一般支路的 VCR 方程即可, 不过撕裂支路一端节点在网络 N_1 中, 另一端节点在网络 N_2 中, 故网络变量选为各节点电压和撕裂支路电流。

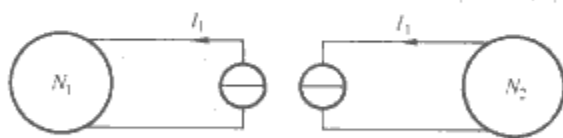


图 2.10-3 撕裂后网络示意图

为了使问题简化, 假设同类支路之间存在耦合关系, 但撕裂支路与剩余支路之间不存在耦合关系, 支路仍按图 2.10-1 中规定的一般支路划分。

对于具有 n_t 个节点、 b 条支路的网络, 将其支路分为两类: 一类为撕裂支路, 用下标 d 表示; 另一类为剩余支路, 用下标 r 表示。移去撕裂支路后, 剩余支路一般形成两个以上(k 个)部分网络。当剩余支路形成的部分网络有同一的参考节点, 则关联矩阵 A 按剩余支路和撕裂支路可分块。以剩余支路形成两个部分网络为例, 关联矩阵为

$$A = [A_r \mid A_d] = \begin{bmatrix} A_{r1} & 0 \\ 0 & A_{r2} \end{bmatrix}$$

式中: A_{r1} 、 A_{r2} 分别表示各部分网络的关联矩阵。

将支路电流向量、支路电压向量、支路电流源向量和支路电压源向量也按同样方式分块, 即

$$\mathbf{I}_b = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_r \\ \mathbf{I}_d \end{bmatrix} \quad \mathbf{U}_b = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_r \\ \mathbf{U}_d \end{bmatrix} \quad \mathbf{I}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{sr} \\ \mathbf{I}_{sd} \end{bmatrix} \quad \mathbf{U}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{sr} \\ \mathbf{U}_{sd} \end{bmatrix}$$

支路阻抗矩阵和支路导纳矩阵也按同样方式分块为

$$\mathbf{Z}_b = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_r & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{Z}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{r1} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{Z}_{r2} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{Z}_d \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{Y}_b = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_r & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{Y}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{r1} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{Y}_{r2} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{Y}_d \end{bmatrix}$$

根据 KCL 有

$$\mathbf{A}_r \mathbf{I}_r + \mathbf{A}_d \mathbf{I}_d = \mathbf{0} \quad (2.10-28)$$

根据 KVL 有

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}_r \\ \mathbf{U}_d \end{bmatrix} = [\mathbf{A}_r \quad \mathbf{A}_d]^T \mathbf{U}_n \quad (2.10-29)$$

由一般支路的 VCR 可得

$$\mathbf{I}_r = \mathbf{Y}_r \mathbf{U}_r + \mathbf{Y}_r \mathbf{U}_{sr} - \mathbf{I}_{sr} \quad (2.10-30)$$

$$\mathbf{U}_d = \mathbf{Z}_d \mathbf{I}_d + \mathbf{Z}_d \mathbf{I}_{sd} - \mathbf{U}_{sd} \quad (2.10-31)$$

由式(2.10-28)至式(2.10-31)可得

$$\mathbf{A}_r \mathbf{Y}_r \mathbf{A}_r^T \mathbf{U}_n + \mathbf{A}_d \mathbf{I}_d = \mathbf{A}_r \mathbf{I}_{sr} - \mathbf{A}_r \mathbf{Y}_r \mathbf{U}_{sr} \quad (2.10-32)$$

$$\mathbf{A}_d^T \mathbf{U}_n - \mathbf{Z}_d \mathbf{I}_d = \mathbf{Z}_d \mathbf{I}_{sd} - \mathbf{U}_{sd} \quad (2.10-33)$$

写成矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}_r \mathbf{Y}_r \mathbf{A}_r^T & \mathbf{A}_d \\ \mathbf{A}_d^T & -\mathbf{Z}_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_n \\ \mathbf{I}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_r \mathbf{I}_{sr} - \mathbf{A}_r \mathbf{Y}_r \mathbf{U}_{sr} \\ \mathbf{Z}_d \mathbf{I}_{sd} - \mathbf{U}_{sd} \end{bmatrix} \quad (2.10-34)$$

式(2.10-34)称为撕裂节点方程。方程右端上面一个分块是流入各分离部分的等效电流源的电流,下面一个分块是由撕裂支路中的独立源产生的等效电压源的电压。如撕裂支路不含独立源,该子块应为零阵。 $\mathbf{A}_r \mathbf{Y}_r \mathbf{A}_r^T$ 是一个具有分块对角形式的矩阵,位于对角线上的分块为各部分网络的节点导纳矩阵。

若移去支路后剩余支路形成的部分网络无同一参考节点,求解更加复杂,请参考其他文献。

4 开关网络分析

当网络中含有开关时,可用理想模型表示,也可用非理想模型表示。使用开关的非理想模型即开关导通时具有一个较小的非零值的电阻,而断开时则有一个较小的非零值的电导,易于用传统的分析方法对电路进行分析。使用开关的理想模型即开关导通时具有零值电阻,断开时具有零值电导和零值动作时间,在对电路进行原理性分析时常常采用。除机械开关外,二极管、晶体管、晶闸管等构成的无触点开关,常用理想开关表示。含有开关的电路,在开关动作前后网络的结构要发生变化,并在换路瞬间可能出现不连续的初始条件,这给网络的分析带来了一定的困难,故一般的开关网络分析还无一个统一的方法,要视具体电路而定。下面对几种含常用半导体开关的网络进行分析。

4.1 含二极管电路的分析

由于二极管具有正向电压导通而反向电压截止的性质,可用理想开关来表示,常用正压半波整流电路如图 2.10-4(a)所示。当输入电压为图 2.10-4(b)所示正弦量时,其输出电压如图 2.10-4(c)所示。该电路将交流电变换成了直流电。

显而易见,输出的直流电中除直流分量外还含有其他分量。为增大直流分量,可采用图 2.10-5(a)所示的全波整流电路。全波整流实际上是两个不同的电源在不同时间段里向同一负载供电。在电源电压为正值时由 V1、V3、 R_L 构成正向整流电路工作,而在电源电压为负值时由 V2、V4、 R_L 构成负向整流电路工作,输出电压如图 2.10-5(c)所示。

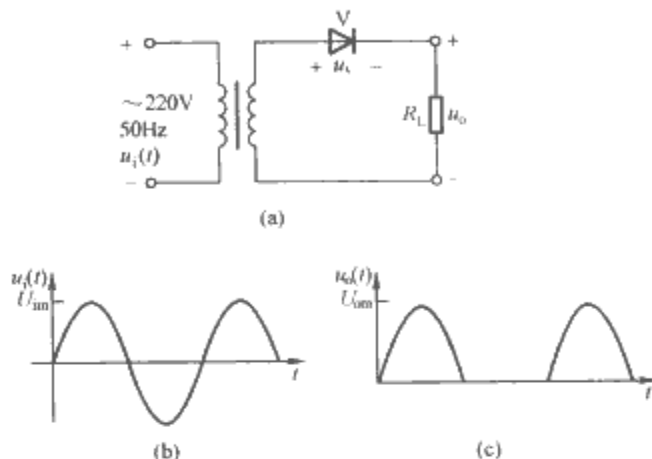


图 2.10-4 半波整流电路及输入、输出电压图
(a)半波整流电路;(b)输入电压图;(c)输出电压图

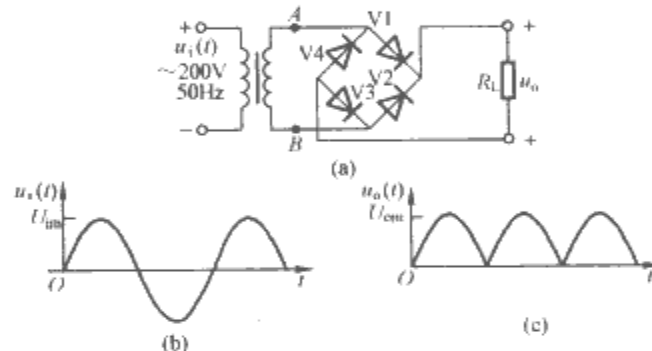


图 2.10-5 全波整流电路及输入、输出电压图
(a)全波整流电路图;(b)输入电压图;(c)输出电压图

4.2 含场效应晶体管电路分析

场效应晶体管(Field Effect Transistor, FET)分为结型和绝缘栅场效应管两种,其中绝缘栅场效应管为金属—氧化物—半导体管(Metal Oxide Semiconductor FET, MOS FET),现已广泛用于集成电路中。

MOS 有增强型和耗尽型两种,每种又分为 N 沟道和 P 沟道两类。增强型 MOS 的偏压极性、转移特性及输出特性见表 2.10-2。

表 2.10-2 增强型 MOS 管偏压极性、转移特性及输出特性

| 类型 | 符号 | $U_{GS}U_{DS}U_i$ | 转移特性 | 输出特性 |
|---------|----|-------------------|------|------|
| N 沟道增强型 | | +++ | | |
| P 沟道增强型 | | --- | | |

MOS FET 的输出特性曲线分为三个工作区。对 N 沟道

增强型而言, 当 $u_{GS} < U_{GS(th)}$ 时, 漏极与源极之间没有导电沟道, $i_D \approx 0$ 。这时 D—S 间的内阻非常大, 可达 $10^9 \Omega$ 以上, 此区域称为截止区。

当 $u_{GS} > U_{GS(th)}$ 后, D—S 间出现导电沟道, 有 I_D 产生。曲线上 $u_{GS} > U_{GS(th)}$ 的部分又可分成两个区域。

图中输出特性上虚线左边的区域称为可变电阻区。在这个区域, 当 u_{GS} 为一定值时, i_D 与 u_{DS} 之比近似等于一个常数, 具有类似于线性电阻的性质。等效电阻的大小和 u_{GS} 的值有关。当 u_{DS} 近似为 0 时, 并在 $u_{GS} \gg U_{GS(th)}$ 时, MOS FET 的导通电阻 R_{ON} 近似地与 u_{GS} 成反比。为了得到较小的导通电阻, 应取尽可能大的 u_{GS} 值。MOS FET 交替地工作在截止区和可变电阻区时可视为由 u_{GS} 控制的开关。

图中输出特性上虚线右边的区域称为恒流区。恒流区里漏极电流 I_D 的大小基本上由 u_{GS} 决定, u_{DS} 的变化对 I_D 的影响很小, 在放大电路中的 MOS FET 就工作在此区。

图 2.10-6 (a) 所示为 MOS FET 构成的 CMOS 反相器, (b) 图是等效开关图。由前述的 MOS FET 的开关特性可知, 当 $u_i = U_{IH} = U_{DD}$ 时, V_{TP} 截止而 V_{TN} 导通, 输出为低电平 $u_o = U_{OL} \approx 0$ 。当 $u_i = U_{IL} = 0$ 时, V_{TP} 导通而 V_{TN} 截止, 输出为高电平 $u_o = U_{OH} \approx U_{DD}$ 。可见输出与输入之间为逻辑非 (反相) 的关系。

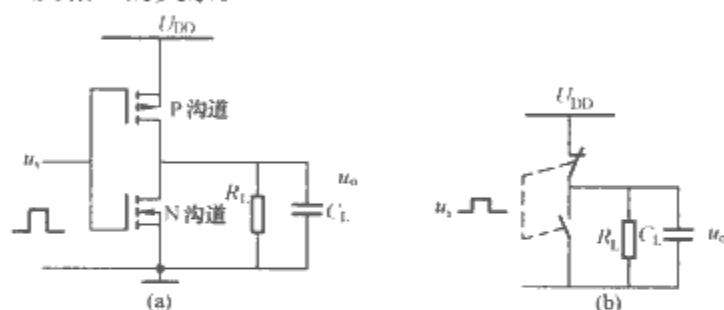


图 2.10-6 含 MOS FET 电路及等效图
(a) CMOS 反相器; (b) 等效开关

MOS 可构成各种逻辑门, 用于数字电路。

以上分析均是由开关的开、断状态按时间段分析不同电路得到输出的。

4.3 开关电容电路分析

4.3.1 等效电阻电路

由电容 C 和双掷开关 S 组成的电路如图 2.10-7 (a) 所示。电容 C 通过开关 S 交替的接通 A、B 两个端子。设最初开关掷于 A 端, 输入电压给电容 C 充电至 U_A , 电容 C 中储存的电荷为 CU_A ; 然后将开关掷于 B 侧。这时, 电容 C 通过 B 侧的负载放电而形成电压 U_B , 电容 C 中储存的电荷量变为 CU_B 。在这个过程中, 电荷量 ΔQ 通过电容 C 由 A 侧传送到 B 侧, 电荷量 ΔQ 为

$$\Delta Q = CU_A - CU_B \quad (2.10-35)$$

假设开关的动作周期为 T , 那么在一个周期 T 的时间间隔内, 由 A 侧向 B 侧传送的平均电流 \bar{I} 可写为

$$\bar{I} = \frac{\Delta Q}{T} = \frac{C}{T}(U_A - U_B) \quad (2.10-36)$$

如果我们把这个过程等效成图 2.10-7 (b) 所示电阻, 则等效电阻 R 可表示为

$$R = \frac{U_A - U_B}{\bar{I}} = \frac{T}{C} \quad (2.10-37)$$

从上式中看到, 等效电阻 R 的大小和开关的切换周期 T 成正比, 和电容量 C 成反比。

如果用 MOS 开关和 MOS 电容置换图 2.10-7 (a) 中的

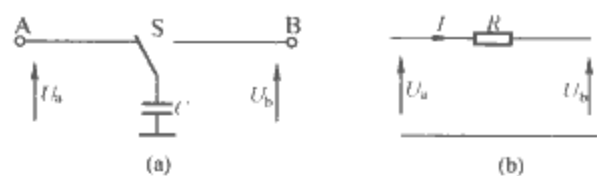


图 2.10-7 简单开关电容电路

(a) 开关电容电路; (b) 等效电阻 R

开关和电容, 并且用两相同频反相的脉冲 ϕ 和 $\bar{\phi}$ 分别驱动两个 MOS 开关, 则可得到最简单的 MOS 开关电容等效电阻电路, 如图 2.10-8 (a) 所示, 图 2.10-8 (b) 表示开关的驱动脉冲。

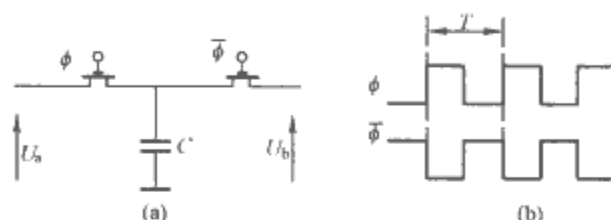


图 2.10-8 MOS 开关电容等效电阻电路

(a) MOS 开关电容电路; (b) 开关驱动脉冲

4.3.2 开关电容电路分析

反相 SC 积分器如图 2.10-9 所示, 图中运算放大器为理想运算放大器。该电路的输入信号是采样—保持信号, 开关由 ϕ 、 $\bar{\phi}$ 两相同频反相脉冲驱动。

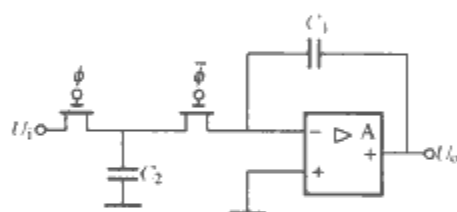


图 2.10-9 SC 积分器

分析该电路可采用等效电阻法, 等效图如图 2.10-10 所示。

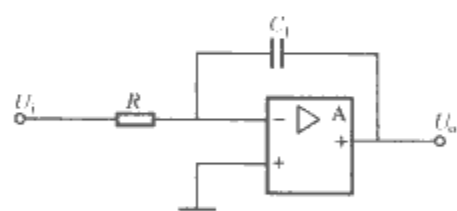


图 2.10-10 SC 积分器等效图

设采样频率为 f_s , 其传递函数为

$$H(s) \Big|_{s=j\omega} = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} \Big|_{s=j\omega} = \frac{1}{sRC_1} \Big|_{s=j\omega} = \frac{C_2}{j\omega T_s C_1} \quad (2.10-38)$$

分析采样—保持信号也常在 Z 域中进行。首先写出图 2.10-9 所示电路工作时的差分方程。设在时间间隔 $(nT - T, nT)$ 内, ϕ 相脉冲驱动开关闭合, 即输入信号 $U_i(nT - T)$ 给电容 C_2 充电, 此时相当于电压源给一个电容充电, 在瞬间将 C_2 的电充至 $U_i(nT - T)$, 此时 C_2 中存储电荷量为 $C_2 U_i(nT - T)$, 同时 C_1 中存储电荷量为 $C_1 U_o(nT - T)$ 。然后 $\bar{\phi}$ 相脉冲驱动开关闭合, ϕ 相脉冲驱动开关断开。这时运算放大器处于正常工作状态, C_2 中存储电荷将瞬间全部送到电容 C_1 中, 电容 C_1 中电荷量变为 $C_1 U_o(nT - T) - C_2 U_i(nT - T)$ 。据电荷守恒定律, 差分方程式为

$$C_1 U_o(nT) = C_1 U_o(nT - T) - C_2 U_i(nT - T) \quad (2.10-39)$$

对上式取Z变换

$$C_1 U_n(Z) = C_1 U_o(Z) Z^{-1} - C_2 U_i(Z) Z^{-1} \quad (2.10-40)$$

则

$$H(Z) = \frac{U_o(Z)}{U_i(Z)} = \frac{-C_2 Z^{-1}}{C_1 (1 - Z^{-1})} \quad (2.10-41)$$

特别需要指出的是图2.10-9所示的积分器设计是对电路中寄生电容灵敏的,即寄生电容值将影响电路的网络函数。为了消除寄生电容的影响,有许多对寄生电容不灵敏的电路设计,此处不做讨论。

5 网络函数

5.1 网络函数的定义及类型

网络函数是描述线性非时变网络输入—输出关系的复频域函数。如图2.10-11所示,线性非时变网络 N_0 在单一激励源作用下,某一零状态响应的象函数 $R(s)$ 与激励象函数 $E(s)$ 之比称为网络函数,即

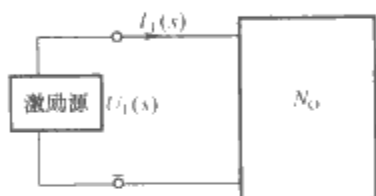


图 2.10-11 线性非时变网络

$$H(s) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{R(s)}{E(s)}$$

线性时不变网络 N_0 中可以含RLC元件、互感元件、受控元件等,但不含激励源,一般将 N_0 与激励源所连接的端口称为策动点。按激励与响应的类型,网络函数可以具有不同的形式。如果响应也在策动点上,则相应的网络函数称为策动点函数,否则称为转移函数。当激励为电流源时,网络函数可能为策动点阻抗、转移阻抗和转移电流比;当激励为电压源时,网络函数可能为策动点导纳、转移导纳和转移电压比。

网络函数决定于网络的结构与元件参数,以及激励与响应所在的位置,而与激励源的波形无关。

集总参数线性时不变网络的任意网络函数均为复频率 s 的实系数有理函数,可表示为分子多项式 $N(s)$ 与分母多项式 $D(s)$ 之比

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \cdots + a_1 s + a_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \cdots + a_1 s + a_0} \quad (2.10-42)$$

在一般情况下, $m \leq n$ 。将上式的分子、分母分别写为因式分解形式,即

$$H(s) = K \frac{\prod_{i=1}^m (s - z_i)}{\prod_{k=1}^n (s - p_k)} \quad (2.10-43)$$

式中: $z_i (i = 1, 2, \cdots, m)$ 称为网络函数 $H(s)$ 的零点; $p_k (k = 1, 2, \cdots, n)$ 称为 $H(s)$ 的极点; K 为比例因子。

网络函数的极点和零点在复平面上的分布图称为极零图,一般以“×”号表示极点,“o”号表示零点。

例如,目前使用较多的网络函数有双线性转移函数

$$T(s) = \frac{a_1 s + a_0}{s + \omega_0} \quad (2.10-44)$$

和双二次转移函数

$$T(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + b_1 s + b_0}$$

或写为

$$T(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (2.10-45)$$

5.2 网络函数与冲激响应的关系

当电路的激励源为单位冲激函数 $\delta(t)$ 时,激励象函数 $E(s)$ 为1。这时电路响应的象函数

$$R(s) = H(s)E(s) = H(s) = \mathcal{L}[h(t)] \quad (2.10-46)$$

即为网络函数。故网络函数等于冲激响应的象函数,即冲激响应为网络函数的原函数。

5.3 网络函数的极点和零点与动态响应间的关系

设 $H(s)$ 仅有单极点,将 $H(s)$ 展开为部分分式,得

$$\begin{aligned} h(t) &= \mathcal{L}^{-1} \left[K \frac{\prod_{i=1}^m (s - z_i)}{\prod_{k=1}^n (s - p_k)} \right] = \mathcal{L}^{-1} \left[\sum_{k=1}^n \frac{A_k}{s - p_k} \right] \\ &= \sum_{k=1}^n A_k e^{p_k t} \end{aligned} \quad (2.10-47)$$

从上可知,网络函数的每一极点 $p_k (k = 1, 2, \cdots, n)$ 决定了相应冲激响应中的一项 $A_k e^{p_k t}$ 的指数 $p_k t$,因而决定了其时域波形。当 p_k 为负实数时,对应的冲激响应项为指数衰减波形;而若 p_k 与 p_{k+1} 为具有负实部的共轭复数对,则决定了冲激响应中含有一衰减振荡波形。如果网络函数含具有正实部的极点,则表明系统是不稳定的。由于冲激响应每项的系数 $A_k (k = 1, 2, \cdots, n)$ 由网络函数的全部零点、极点以及比例因子 K 共同决定,故极点决定冲激响应的波形,而冲激响应的幅度大小则由极、零点共同决定。根据动态电路分析理论,零输入响应的变化规律与相关冲激响应变化规律完全相同。网络函数的极点和零点决定了网络的自然暂态特性。

5.4 网络函数的极点和零点与稳态响应间的关系

令网络函数 $H(s)$ 中的 $s = j\omega$,即得到频域网络函数 $H(j\omega)$,它代表在角频率为 ω 的单一正弦电源激励下,某一正弦稳态响应相量与正弦激励相量之比。将 $H(j\omega)$ 写为复数的指数型

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| e^{j\varphi(\omega)} \quad (2.10-48)$$

式中: $|H(j\omega)|$ 和 $\varphi(\omega)$ 分别为 $H(j\omega)$ 的模和辐角,它们都是角频率 ω 的函数。

$|H(j\omega)|$ 和 $\varphi(\omega)$ 随 ω 变化的规律分别称为网络函数 $H(j\omega)$ 的幅频特性和相频特性,可表示为函数式或函数图形。

网络函数的幅频特性和相频特性可根据其极零图直接求得。由

$$H(s) = K \frac{\prod_{i=1}^m (s - z_i)}{\prod_{k=1}^n (s - p_k)} \quad (2.10-49)$$

令 $s = j\omega$,得

$$H(j\omega) = K \frac{\prod_{i=1}^m (j\omega - z_i)}{\prod_{k=1}^n (j\omega - p_k)} \quad (2.10-50)$$

对应于式中分子、分母的每一因式,在极零图上绘出相应的零点向量 $l_i e^{j\theta_i} (i = 1, 2, \cdots, m)$ 和极点向量 $d_k e^{j\theta_k} (k = 1, 2, \cdots, n)$,则

$$H(j\omega) = K \prod_{i=1}^m l_i e^{j\alpha_i} / \prod_{k=1}^n d_k e^{j\theta_k} \quad (2.10-51)$$

由此得到用极点向量、零点向量的长度和辐角来表示网络函数的幅频和相频特性的表达式

$$|H(j\omega)| = K \prod_{i=1}^m l_i / \prod_{k=1}^n d_k \quad (2.10-52)$$

$$\varphi(\omega) = \sum_{i=1}^m \alpha_i - \sum_{k=1}^n \theta_k \quad (2.10-53)$$

最后, 令 ω 由 0 向 ∞ 增加, 根据以上两式便可确定网络函数的幅频特性和相频特性。

综上所述, 网络函数的极、零点在 s 平面上的分布情况不仅决定了网络的自然暂态特性, 而且也决定了网络的稳态响应特性。

6 灵敏度分析

6.1 网络灵敏度的两种定义

考察一个集总线性时不变网络 N , 其某一网络函数为 $T(s)$ 。设 x 为与该网络某元件有关的参数, 它可以是元件值, 或是影响元件值的一些物理量(如温度、压力)。为研究 x 的微小变化对网络性能的影响, 将网络函数表示为 $T(s, x)$ 。网络函数 $T(s, x)$ 相对于参数 x 的未归一化灵敏度定义为

$$\hat{S}_x^T = \frac{\partial T}{\partial x} \quad (2.10-54)$$

网络函数 $T(s, x)$ 相对于参数 x 的归一化灵敏度(简称灵敏度)定义为

$$S_x^T = \frac{\partial T}{\partial x} \frac{x}{T} = \frac{\partial T}{\partial x} \frac{x}{T} = \frac{\partial \ln T}{\partial \ln x} \quad (2.10-55)$$

式(2.10-54)和式(2.10-55)可表述为网络的归一化灵敏度 S_x^T 是当参数 x 有微小变化时, 它所引起的网络函数 T 的相对改变量与参数 x 的相对改变量之比; 而网络的未归一化灵敏度 \hat{S}_x^T 则是网络函数 T 对参数 x 的偏导数。

网络灵敏度的定义涉及网络函数的求导问题, 以下几节讨论直接求解灵敏度的方法。

6.2 灵敏度恒等式

已知某网络函数, 且其中元件参数均用符号表示, 则需求归一化灵敏度时根据定义可导出下列灵敏度恒等式:

(1) 如果 T 不是 x 的函数, 则

$$S_x^T = 0 \quad (2.10-56)$$

(2) 设 C 是任意常数, 则

$$S_C^T = 1 \quad (2.10-57)$$

(3) $S_{1/T}^T = -S_x^T$ (2.10-58)

(4) $S_{1/x}^T = -S_x^T$ (2.10-59)

(5) 设 T 是 y 的函数, y 是 x 的函数, 则

$$S_x^T = S_y^T S_x^y \quad (2.10-60)$$

(6) $S_{T_1 T_2}^T = S_{T_1}^T + S_{T_2}^T$ (2.10-61)

(7) $S_{T_1/T_2}^T = S_{T_1}^T - S_{T_2}^T$ (2.10-62)

(8) $S_x^{T^n} = n S_x^T$ (2.10-63)

(9) $S_x^{T^{1/n}} = \frac{1}{n} S_x^T$ (2.10-64)

(10) C 为任意常数 $S_x^{C f(x)} = S_x^{f(x)}$ (2.10-65)

(11) $S_{x^{T_1+T_2}}^T = \frac{T_1}{T_1+T_2} S_{x^{T_1}}^T + \frac{T_2}{T_1+T_2} S_{x^{T_2}}^T$ (2.10-66)

6.3 符号网络函数法

符号网络函数法是计算全符号网络函数和部分符号网络函数对网络元件参数的归一化灵敏度的一种方法。这种方法的优点是计算步骤简单, 而且灵敏度表达式能清楚地反映出各种因素对灵敏度的影响。此外, 在频域分析中, 如果需要计算的灵敏度数目较少、而频率采样点很多, 在这种情况下, 符号网络函数法更显示出其优越性。

在已知某网络函数时若集总线性时不变网络 N 由二端电阻、电感、电容和四类受控源 (μ, β, g_m, r_m) 组成。将 N 中所有的(或部分的)网络元件参数分别用不同的变量 (x_1, \dots, x_n) 表示, 网络 N 的网络函数 T 必定可以表示为两个多项式之比, 且每一多项式对于代表元件参数的任一变量 x_i 都是一次的, 即网络函数 T 可表示为

$$T = \frac{N(x_1, \dots, x_n)}{D(x_1, \dots, x_n)} \quad (2.10-67)$$

例如, 将网络 N 中两个元件参数分别用 x_1, x_2 表示, 其余元件参数用数值表示, 则

$$T = \frac{A_0 + A_1 x_1 + A_2 x_2 + A_{12} x_1 x_2}{B_0 + B_1 x_1 + B_2 x_2 + B_{12} x_1 x_2} \quad (2.10-68)$$

式中: $A_0, \dots, A_{12}, B_0, \dots, B_{12}$ 为常数。

利用网络函数 T 的以上性质, 我们构造函数 H

$$\begin{aligned} H &= D(x_1, \dots, x_n) - \frac{1}{T} N(x_1, \dots, x_n) \\ &= D(x_1, \dots, x_n) - P N(x_1, \dots, x_n) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (2.10-69)$$

在上式中, 令 $P = \frac{1}{T}$ 。可以看出, 式(2.10-69)中的 H 对于 P 以及对于每一个 x_i 都是一次的, 而 P 对于式中任一 x_i 都是隐函数的关系。

可以证明, 由函数 H 可以直接写出网络函数 $T(s, x)$ 对于参数 x 的归一化灵敏度, 即

$$\begin{aligned} S_x^T &= \frac{H \text{ 中不含 } x \text{ 的各项之和}}{H \text{ 中不含 } P \text{ 的各项之和}} \\ &= \frac{H \text{ 中不含 } x \text{ 的各项之和}}{\text{原网络函数 } T \text{ 的分母}} \end{aligned} \quad (2.10-70)$$

这就是符号网络函数法计算归一化灵敏度的公式。

须强调指出, 符号网络函数法的应用是有限定条件的。为使网络函数 $T = N/D$ 的分子多项式 N 和分母多项式 D 对于代表网络元件参数的任一变量都是一次的, 要求这些元件必须符合前面所指出的元件类型范围。反之, 如果理想变压器的变比 n 、回转器的回转电阻 r 等出现在网络函数 T 中, 则应用符号网络函数法的前提不能成立。

6.4 伴随网络法

使用前面两种方法计算灵敏度时, 前提条件是已知网络函数的解析式, 而求解网络的网络函数往往较为困难。伴随网络法是通过网络的直接计算求得若干偏导数进而得到任意网络函数对网络中各元件参数的非归一化灵敏度。该方法的理论基础是特勒根定理。

由特勒根定理, 当两个任意集总网络 N 和 \hat{N} 的连接情况及相应的参考方向均相同, 且支路编号相同时有相同的有向图及关联矩阵, 它们有

$$U^T \hat{I} = \hat{I}^T U = \hat{U}^T I = I^T \hat{U} = 0 \quad (2.10-71)$$

式中每一项有功率的量纲, 但无物理意义。

上式可改写为

$$\hat{I}^T U = \hat{U}^T I = 0 \quad (2.10-72)$$

现将网络 N 和 \hat{N} 的激励源支路抽出形成端口, 如图 2.10-12 所示。端口电流、电压向量用 I_p 、 U_p 及 \hat{I}_p 、 \hat{U} 表示。当有扰动时, 网络中支路电流、电压向量为 $I + \Delta I$ 、 $U + \Delta U$ 。据式 (2.10-72), 整理有

$$\hat{I}^T \Delta U - \hat{U}^T \Delta I = 0 \quad (2.10-73)$$

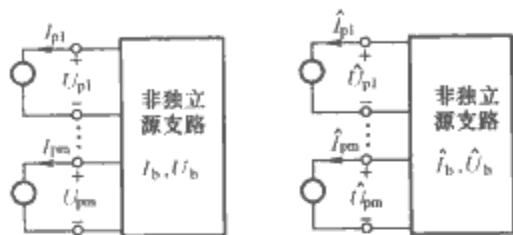


图 2.10-12 将网络 N 和 \hat{N} 的激励源支路抽出形成的端口
将上式中各电流、电压向量按端口支路与内部支路分块, 得

$$(\hat{I}_p^T \Delta U_p + \hat{I}_b^T \Delta U_b) - (\hat{U}_p^T \Delta I_p + \hat{U}_b^T \Delta I_b) = 0 \quad (2.10-74)$$

即

$$-\hat{I}_p^T \Delta U_p + \hat{U}_p^T \Delta I_p = \hat{I}_b^T \Delta U_b - \hat{U}_b^T \Delta I_b \quad (2.10-75)$$

下面讨论 N 的伴随网络, 若两个线性时不变的集总网络 N 和 \hat{N} 满足下列三个条件则称它们互为伴随网络:

(1) 网络 N 和 \hat{N} 的拓扑结构相同, 即关联矩阵 $A = \hat{A}$ 。

(2) 网络 N 和 \hat{N} 的非独立源支路特性, 在一般情形下, 总可以用混合参数矩阵表征为

$$\begin{bmatrix} I_{b1} \\ U_{b2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{b1} \\ I_{b2} \end{bmatrix} = H_b \begin{bmatrix} U_{b1} \\ I_{b2} \end{bmatrix} \quad (2.10-76)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_{b1} \\ \hat{U}_{b2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{H}_{11} & \hat{H}_{12} \\ \hat{H}_{21} & \hat{H}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{U}_{b1} \\ \hat{I}_{b2} \end{bmatrix} = \hat{H}_b \begin{bmatrix} \hat{U}_{b1} \\ \hat{I}_{b2} \end{bmatrix} \quad (2.10-77)$$

则 H_b 与 \hat{H}_b 间有以下关系

$$\begin{bmatrix} \hat{H}_{11} & \hat{H}_{12} \\ \hat{H}_{21} & \hat{H}_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11}^T & -H_{21}^T \\ -H_{12}^T & H_{22}^T \end{bmatrix} \quad (2.10-78)$$

即如果支路阻抗矩阵 Z_b 、 \hat{Z}_b 存在, 则

$$Z_b^T = \hat{Z}_b \quad (2.10-79)$$

如果支路导纳矩阵 Y_b 、 \hat{Y}_b 存在, 则

$$Y_b^T = \hat{Y}_b \quad (2.10-80)$$

(3) 网络 N 和 \hat{N} 中的对应独立源支路具有相同的性质, 即同为电流源或同为电压源, 可有不同的值。

伴随网络的定义明确地给出了对于已知网络 N 构造其伴随网络 \hat{N} 的方法。应当注意构造伴随网络时的支路划分, 独立源应单独作为一个支路, 受控源必须采用其二端口模型, 即包括控制支路和受控支路, 控制电流视为一个短路支路的电流, 控制电压视为一个开路支路的电压。

下面按照伴随网络的定义确定出各类网络元件在伴随网络中的对应元件, 见表 2.10-3。

表 2.10-3 伴随网络的构成

| 网络元件 | 伴随网络中的对应元件 |
|------|------------|
| | |
| | |
| | |
| | |
| | |
| | |
| | |
| | |
| | |

为方便讨论用下标 E 表示激励电压源, 用下标 J 表示激励电流源可写出

$$\begin{bmatrix} I_E \\ U_J \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{EE} & H_{EJ} \\ H_{JE} & H_{JJ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_E \\ I_J \end{bmatrix} = H \begin{bmatrix} U_E \\ I_J \end{bmatrix} \quad (2.10-81)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_E \\ \hat{U}_J \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{H}_{EE} & \hat{H}_{EJ} \\ \hat{H}_{JE} & \hat{H}_{JJ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{U}_E \\ \hat{I}_J \end{bmatrix} = \hat{H} \begin{bmatrix} \hat{U}_E \\ \hat{I}_J \end{bmatrix} \quad (2.10-82)$$

网络 N 的伴随网络 \hat{N} 的相应参数矩阵分别为 H 和 \hat{H} 。

令网络 N 内部参数 (矩阵 H_b 各元素) 发生微小改变而引起网络扰动, 基于由特勒根定理可推导出下列两式

$$\hat{I}_b^T \Delta U_b - \hat{U}_b^T \Delta I_b = [-\hat{U}_{b1}^T \hat{I}_{b2}^T] \begin{bmatrix} \Delta H_{11} & \Delta H_{12} \\ \Delta H_{21} & \Delta H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{b1} \\ I_{b2} \end{bmatrix} \quad (2.10-83)$$

$$-\hat{I}_p^T \Delta U_p + \hat{U}_p^T \Delta I_p = [\hat{U}_E^T - \hat{I}_J^T] \begin{bmatrix} \Delta H_{EE} & \Delta H_{EJ} \\ \Delta H_{JE} & \Delta H_{JJ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_E \\ I_J \end{bmatrix} \quad (2.10-84)$$

将式 (2.10-83) 和式 (2.10-84) 代入式 (2.10-75), 得

$$[\hat{U}_E^T - \hat{I}_J^T] \begin{bmatrix} \Delta H_{EE} & \Delta H_{EJ} \\ \Delta H_{JE} & \Delta H_{JJ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_E \\ I_J \end{bmatrix}$$

$$= [-\hat{U}_{b1}^T \hat{I}_{b2}^T] \begin{bmatrix} \Delta H_{11} & \Delta H_{12} \\ \Delta H_{21} & \Delta H_{23} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{b1} \\ I_{b2} \end{bmatrix} \quad (2.10-85)$$

式 (2.10-85) 是用伴随网络法计算网络的非归一化灵敏度的一般公式。式 (2.10-85) 左端向量 \hat{U}_E 、 \hat{I}_I 、 U_E 、 I_I 的元素是伴随网络 \hat{N} 和原网络 N 的端口激励电压、电流，在灵敏度计算时可以根据需要适当取值，使左端矩阵相乘的结果仅含我们所关注的网络函数的增量 Δh_{ij} 。

式 (2.10-85) 右端参数增量矩阵的元素决定于网络 N 内部非源支路特性。由式 (2.10-76) 不难看出，分块矩阵 H_{11} 、 H_{22} 、 H_{12} 和 H_{21} 的元素应分别为导纳、阻抗、电流比和电压比。因此，在式 (2.10-85) 右端矩阵乘积展开式中，各类非源元件的贡献分别属于下列各项

- 导纳 $\hat{U}_{b1}^T \Delta H_{11} U_{b1}$
- 阻抗 $\hat{I}_{b2}^T \Delta H_{22} I_{b2}$
- 电流比 $\hat{U}_{b1}^T \Delta H_{12} I_{b2}$
- 电压比 $\hat{I}_{b2}^T \Delta H_{21} U_{b1}$

根据以上讨论，可将式 (2.10-75) 右端展开式为

$$\hat{I}_b^T \Delta U_b - \hat{U}_b^T \Delta I_b = \Sigma (\hat{I}_b \Delta U_b - \hat{U}_b \Delta I_b) \quad (2.10-86)$$

所含各项 (称为“灵敏度分量”) 与各类元件参数的对

应关系归纳于表 2.10-4 中。进行灵敏度计算时可以直接借助于该表求式 (2.10-85) 右端。

表 2.10-4 灵敏度分量 (频域)

| 元件类型 | N 中的描述 | \hat{N} 中的描述 | $\Sigma (\hat{I} \Delta U - \hat{U} \Delta I)$ |
|---------|-----------------|------------------------------|--|
| Z | $U=ZI$ | $\hat{U}=Z\hat{I}$ | $\hat{I} \Delta Z$ |
| Y | $I=YU$ | $\hat{I}=Y\hat{U}$ | $-\hat{U} \Delta Y$ |
| C | $I=j\omega CU$ | $\hat{I}=j\omega C\hat{U}$ | $-j\omega \hat{U} \Delta C$ |
| L | $U=j\omega LI$ | $\hat{U}=j\omega L\hat{I}$ | $j\omega \hat{I} \Delta L$ |
| g_m | $I_2=g_m U_1$ | $\hat{I}_1=g_m \hat{U}_2$ | $\hat{U}_2 U_1 \Delta g_m$ |
| | $I_1=0$ | $\hat{I}_2=0$ | |
| r_m | $U_2=r_m I_1$ | $\hat{U}_1=r_m \hat{I}_2$ | $\hat{I}_2 I_1 \Delta r_m$ |
| | $U_1=0$ | $\hat{U}_2=0$ | |
| μ | $U_2=\mu U_1$ | $\hat{I}_1=-\mu \hat{I}_2$ | $\hat{I}_2 U_1 \Delta \mu$ |
| | $I_1=0$ | $\hat{U}_2=0$ | |
| β | $I_2=\beta I_1$ | $\hat{U}_1=-\beta \hat{U}_2$ | $\hat{U}_2 I_1 \Delta \beta$ |
| | $U_1=0$ | $\hat{I}_2=0$ | |
| T | $U_1=nU_2$ | $\hat{U}_1=n\hat{U}_2$ | $(\hat{I}_1 U_2 + \hat{U}_2 I_1) \Delta n$ |
| | $I_2=-nI_1$ | $\hat{I}_2=-n\hat{I}_1$ | |

第11章 计算机辅助电路分析

1 计算机辅助电路分析简介

现代电路理论、电路方程的数值计算方法和实时仿真技术得到全面发展,计算机辅助电路分析(Computer Aided Analysis of Circuits, CAAC)不仅可以实现经典的电路分析,还可用于评估器件参数对电路的影响、非线性器件作用,分析电路噪声、失真度、灵敏度,确定器件容差、器件优化参数,辅助电路的优化设计、故障诊断和可靠性分析,成为了电路分析和设计的有效工具。

一般来讲,用计算机分析电路,其步骤大体可用图2.11-1描述。

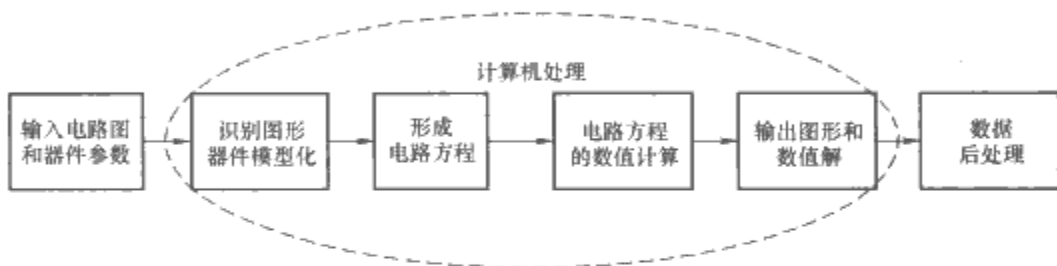


图 2.11-1 计算机分析电路流程

进行电路分析,首先需要将实际电路器件模型化,即将器件用一些理想的电路元件等效地表示,这种方法虽然带有某种近似性,但只要模型建立适当,是可以达到分析要求精度的。

计算机辅助电路分析的基本方法有以下几种:

(1) 直流工作点分析(DC Operating Point Analysis): 交流电源停止作用,将电容视为开路,电感视为短路,计算电路的静态工作点。

(2) 交流分析(AC Analysis): 计算电路的静态工作点,计算非线性器件的交流小信号模型参数,绘制电路的幅频特性和相频特性曲线,得到电压增益、电流增益、互阻增益、互导增益、输入阻抗、输出阻抗的频率响应。

(3) 暂态分析(Transient Analysis): 分析电路的时域响应。

(4) 傅里叶分析(Fourier Analysis): 分析时域信号的频谱,评估连续信号的直流、基波和各次谐波分量。

(5) 噪声分析(Noise Analysis): 利用交流小信号等效模型,定量分析元件对指定输出噪声的贡献。分析时假设噪声源互不相关,而且这些噪声值都独立计算,输出总噪声等于各个噪声源对于该输出的噪声均方根之和。

(6) 噪声系数分析(Noise Figure Analysis): 表征了元件对其放大信号噪声的劣化程度,定义为输入信噪比与输出信噪比之比。

(7) 失真分析(Distortion Analysis): 分析电路的非线性失真及相位差的偏移。电路对输入信号增益的非线性会造成输出的谐波失真,对输入信号相位差的不一致造成互调失真。

(8) 直流扫描(DC Sweep): 作出直流转移特性曲线,输出变量可以是节点电压或支路电流,输入变量可以是独立电压源、独立电流源、元器件参数等。

(9) 灵敏度分析(Sensitivity Analysis): 用于分析电路中任一输出对某元件参数变化的敏感程度。直流灵敏度分析是在确定电路直流工作点的基础上,计算所有元件参数的变化对电路的影响;交流灵敏度分析是相对于一个元件的交流小信号状态的灵敏度分析。

(10) 参数扫描(Parameter Sweep): 分析某元件参数在一定范围内变化对电路特性的影响。

(11) 温度扫描分析(Temperature Sweep): 用于分析温度对电路特性的影响。由于元件的模型参数大都与温度相关,温度变化将影响这些元件参数,进而影响电路性能。

(12) 极零点分析(Pole Zero Analysis): 求电路的静态工作点,得到非线性元件的小信号线性化模型,再求转移函数的极零点,以了解电路的稳定性。

(13) 传递函数分析(Transfer Function Analysis): 建立电路的小信号线性化模型,计算从某独立源到某一个输出变量的传递函数,分析输入阻抗和输出阻抗。

(14) 蒙特卡罗分析(Monte Carlo Analysis): 元件参数在指定容差范围内随机多次取值,分别进行电路特性分析,统计分析结果,分析元件参数离散性对电路性能的影响。

(15) 最坏情况分析(Worst Case Analysis): 按照引起电路特性向同一方向变化的要求,确定每个元件的增、减变化方向,然后再使这些元件同时在相应方向按其最大可能变化,通过静态工作点分析,交、直流灵敏度分析,计算出每个参数对输出的灵敏度,获得最坏情况分析结果。

电路分析软件的发展大致经历了四个阶段。1962年IBM公司发布了TAP软件,之后,出现了NET、ECAP、CONNAP等;到了20世纪70年代,由于在非线性方程、微分方程和稀疏矩阵求解方面取得了突破,出现了ASTAP、AOP、Spice等第二代电路分析软件,但求解线性代数方程采用的是直接求解法,其中著名的Spice于1975年诞生,后来,采用改进节点法形成了Spice2,成为至今仍被广泛使用的电路分析软件;在70年代后期,线性方程组的松弛迭代求解算法得以发展,电路分析的求解速度比以前提高了一到二个数量级,例如Tango、Protel for DOS等,加州理工学院以状态空间平均法为基础研发了SCAP电力电子电路分析软件;在现代,电路分析软件功能越来越强大,向着模拟电路、数字电路和混合信号系统仿真、多种仿真软件协同仿真,实时仿真,以及优化设计、PCB绘制、EDA设计、集成的大型软件包方向发展,例如OrCAD、Protel DXP、MultiSIM、Saber、Tina Pro等,实现了图形化电路录入、图形或数值化输出、线路板绘制等功能,丰富的元器件模型库集成了国际上著名器件生产厂的成千上万个器件模型,给电路分析和设计带来了极大的方便,这就是电路设计的自动化(Circuit Design Automation, CDA)。

将计算机应用于数字电路系统设计,特别是系统集成和ASIC(专用集成电路)设计,这就是电子设计的自动化(Electronic Design Automation, EDA)。利用EDA工具,

可以从概念、算法、协议等开始设计电子系统,将电子产品从电路设计、性能分析到设计出 IC 版图或 PCB 版图的整个过程在计算机上自动完成,逻辑综合工具是 EDA 的重要特征。EDA 设计可分为系统级、电路级和物理实现级,到现在已有以下三代产品:

(1) 计算机辅助设计 (Computer Aided Design, CAD): 电路原理图录入,实现 PCB 自动布线,适合中小规模集成电路的开发,典型的软件有 PSpice。

(2) 计算机辅助工程 (Computer Aided Engineering, CAE): 以计算机仿真和自动布线为核心技术,实现原理图输入、逻辑仿真、电路分析、自动布局布线、PCB 后分析,典型的软件有 Tango、Protel 等。

(3) 电子系统设计自动化 (Electronic System Design Automation, ESDA): 采用一种“自顶向下”的设计方法,从系统设计入手,在顶层进行功能框图的划分和结构设计,在框图一级进行仿真、纠错。采用 VHDL、Verilog-HDL 等硬件描述语言对高层次的系统行为进行描述,用综合优化工具生成具体门电路的网络表,最后用 FPGA、CPLD 或 ASIC 实现设计功能。目前流行的 ESDA 工具有 Altera 的 MAX+plus II、Lattice 的 ispEXPERT 和 Xilinx 的 Foundation Series。

2 电路方程的建立

经典的电路分析方法有支路分析法 (Branch-analysis Method)、节点分析法 (Node-analysis Method) 和回路分析法 (Loop-analysis Method)。随着现代电路理论的发展,出现了一些适合于大型复杂电路、易于计算机求解的现代电路分析方法,主要有割集分析法 (Cut-set-analysis Method)、状态变量分析法 (State-variable-analysis Method)、稀疏表格法 (Sparse-table Method)、拓扑矩阵法 (Topology-matrix Method)、改进的节点分析法 (Modified-node-analysis Method) 和双图法 (Bi-figure-analysis Method) 等。

2.1 改进的节点分析法

使用节点分析法时,对于含无伴电压源和无伴受控电压源的支路,无法列写支路导纳矩阵,节点分析法的使用受到了限制。一种解决办法是,在列写节点方程时增加该支路的电流为未知量,方程系数矩阵规模相应扩大,该方法称为改进的节点分析法。由于未知量不仅有节点电压,还有支路电流,因此,建立的方程为混合方程。

采用改进节点分析法,先建立去除无伴电压源、无伴受控电压源后电路的节点方程,再依次考虑各支路元件对矩阵方程的贡献,采用不断改写方程的方法建立方程。方程由节点方程 $Y_n U_n = I_n$ 改写为 $Y'_n U'_n = I'_n$, Y'_n 、 U'_n 、 I'_n 不再是节点分析法中的节点导纳矩阵、节点电压向量和节点电流源向量。下面以无伴独立电压源、无伴电流控电压源为例,说明混合方程的形成方法。

(1) 无伴独立电压源支路。

对于如图 2.11-2 所示的无伴独立电压源支路,假设该支路电流为 $I_l(s)$,参考方向由节点 i 指向节点 j ,在原节点方程的 $U_n(s)$ 中增加未知量 $I_l(s)$,新构成的未知向量 $U'_n(s)$ 为

$$U'_n(s) = \begin{bmatrix} U'_n(s) \\ \vdots \\ I_l(s) \end{bmatrix}$$

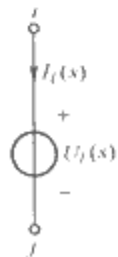


图 2.11-2 无伴独立电压源支路

未知向量新增一行后, $Y'_n(s)$ 需增加一行和一列, $I'_n(s)$ 需新增一行。考虑 $I_l(s)$ 对 $Y'_n(s)$ 的贡献,修改矩阵新增列的第 i 行元素为 1,新增列的第 j 行元素为 -1,新增列其余元素为 0;由特性方程 $U_i(s) - U_j(s) = U_l(s)$ 构成修正方程的新增行,因此, $Y'_n(s)$ 新增行的第 i 列元素为 1,第 j 列元素为 -1,而其余元素为 0; $I'_n(s)$ 新增行元素为 $U_l(s)$ 。修正后的节点方程为

$$\begin{bmatrix} & & & \vdots & & \\ & & & 1 & & \\ & & & \vdots & & \\ & & & -1 & & \\ & & & \vdots & & \\ \cdots & 1 & \cdots & -1 & \cdots & \\ & & & \vdots & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U'_n(s) \\ - \\ I_l(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I'_n(s) \\ - \\ U_l(s) \end{bmatrix} \quad (2.11-1)$$

(2) 无伴电流控电压源支路。

与无伴独立电压源类似,考虑无伴电流控电压源(如图 2.11-3 所示)对节点方程的贡献,也需要新增该支路电流为未知向量, $I_l(s)$ 对 $Y'_n(s)$ 的贡献与无伴独立电压源相同。

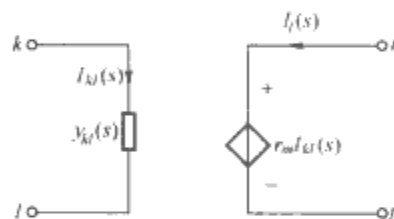


图 2.11-3 无伴电流控电压源

由特性方程

$$U_i(s) - U_j(s) - r_m Y_{kl}(s) U_k(s) + r_m Y_{kl}(s) U_l(s) = 0$$

形成混合方程的新行,修正后的节点方程为

$$\begin{bmatrix} & & & \vdots & & \\ & & & 1 & & \\ & & & \vdots & & \\ & & & -1 & & \\ & & & \vdots & & \\ 1 & -1 & -r_m Y_{kl} & r_m Y_{kl} & & \\ & & & \vdots & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U'_n(s) \\ - \\ I_l(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I'_n(s) \\ - \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.11-2)$$

对于电流源,无论是独立电流源,还是受控电流源,无须增加未知量;对于电压源,无论是独立电压源,还是受控电压源,都须增加支路电流为未知量。实际的电路分析软件,在划分支路时一般将电压源作独立支路处理,即作为无伴电压源对待。

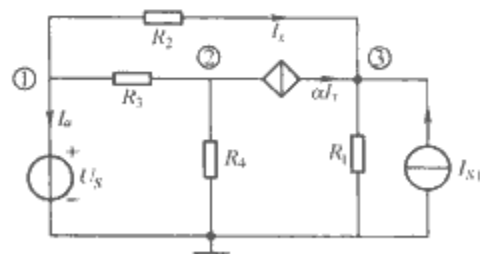


图 2.11-4 含无伴电压源支路和受控源支路的网络

对图 2.11-4 所示网络,采用改进的节点分析法得到的混合方程为

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} & -\frac{1}{R_3} & -\frac{1}{R_2} & 1 \\ -\frac{1}{R_3} + \frac{\alpha}{R_2} & \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} & -\frac{\alpha}{R_2} & 0 \\ -\frac{1+\alpha}{R_2} & 0 & \frac{1}{R_1} + \frac{1+\alpha}{R_2} & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ I_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ I_{S1} \\ U_S \end{bmatrix}$$

改进节点分析法易于计算机编程实现,例如, PSpice、SYSCAP、CIRC 等软件就采用了改进节点分析法。

2.2 稀疏表格法

稀疏表格法,是以支路电压、支路电流、节点电压为未知量,列写 KCL 和 KVL 方程,与支路特性方程一起形成大型矩阵方程,方程规模大、系数矩阵零元素多,也称表矩阵法。对于一个 n 个独立节点、 b 条支路的网络, KCL 方程数为 n , 用关联矩阵 A 表示的 KVL 方程数为 b , 支路方程数为 b , 则方程总数为 $2b+n$ 。

KCL 方程

$$AI_b = 0 \quad (2.11-3)$$

KVL 方程

$$A^T U_n - U_b = 0 \quad (2.11-4)$$

各种支路特性方程可写成如下形式

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ K_2 \end{bmatrix} U_b + \begin{bmatrix} K_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} I_b = \begin{bmatrix} W_{b1} \\ W_{b2} \end{bmatrix} \quad (2.11-5)$$

式中: Y_1 、 Z_2 分别代表支路导纳和支路阻抗; K_1 、 K_2 为无量纲的常数; W_{b1} 、 W_{b2} 分别为独立的电流源、电压源。将式 (2.11-5) 简化为

$$MU_b + NI_b = W \quad (2.11-6)$$

由式 (2.11-3)、式 (2.11-4) 和式 (2.11-6), 形成矩阵方程

$$\begin{bmatrix} A & 0 & 0 \\ 0 & -I & A^T \\ N & M & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_b \\ U_b \\ U_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ W \end{bmatrix} \quad (2.11-7)$$

稀疏表格法形成的方程零元素多, 方程规模较大, 需要的计算机内存较多, 但方程形成容易。采用稀疏矩阵技术求解方程, 方程规模虽大, 计算时间却不一定增加。

2.3 双图法

双图法是将电路拓扑分别用电压图 (U -图) 和电流图 (I -图) 描述, 用以消除方程的一些冗余变量, 例如 VCVS 控制端的电流、CCVS 控制端的电压、电压源的电流等, 达到降低方程规模的目的。

画 U -图、 I -图的规则:

- (1) 如果电路中某支路电流为零, 则在 I -图中略去该支路 (断路)。
- (2) 如果某支路特性方程中不存在该支路的电流, 且也不需求解, 则在 I -图中略去该支路 (断路)。
- (3) 如果某支路电压为零, 则在 U -图中略去该支路 (短路)。
- (4) 如果某支路特性方程中不存在该支路的电压, 且也不需求解, 则在 U -图中略去该支路 (短路)。

按照上述原则, 得到的 I -图和 U -图与原电路拓扑的节点数、支路数可能不一样。用 I -图的关联矩阵建立 KCL 方程, 用 U -图的关联矩阵建立 KVL 方程, 加上支路特性方程, 得到双图表矩阵方程, 列写方法与前述的稀疏表格法完全一样, 但方程的规模有所降低。

双图的另一种更广泛的应用是双图改进节点分析法, 其分析步骤是:

- (1) 由 I -图建立 KCL 方程。
- (2) 把所有用导纳描述的支路电流用支路电压表示。
- (3) 由 U -图, 用节点电压取代支路电压。
- (4) 由 U -图, 列写非导纳描述元件的特性方程。
- (5) 将第 (3)、(4) 步得到的方程组合, 得到混合方程。

双图改进节点分析法建立方程, I -图的独立节点数对应于步骤 (1) 系数矩阵的行数, U -图的独立节点数对应于步骤 (3) 的系数矩阵的列数; 方程的阶数等于 I -图的独立节点数与 U -图的非导纳描述支路数之和。

根据支路特性方程, 可将支路分为以下六种类型

$$\begin{aligned} I_1 &= Y_1 U_{b1} \quad (\text{导纳}) \\ U_{b2} &= Z_2 I_2 \quad (\text{阻抗}) \\ I_3 &= I_{S3} \quad (\text{电流源}) \\ U_{b3} &= U_{S3} \quad (\text{电压源}) \\ I_4 &= \alpha I_5 \quad (\text{CCCS}) \text{ 或 } U_{b4} = \mu U_{b5} \quad (\text{VCVS}) \\ M_6 U_{b6} + N_6 I_6 &= W \quad (\text{一般多端口元件}) \end{aligned}$$

(2.11-8)

关联矩阵 A_i 、 A_u 必须分成六个子阵。由 I -图, KCL 方程为

$$A_{i1} I_1 + A_{i2} I_2 + A_{i3} I_3 + A_{i4} I_4 + A_{i5} I_5 + A_{i6} I_6 = 0 \quad (2.11-9)$$

用支路方程替换式 (2.11-9) 中的 I_1 、 I_3 和 I_4 , 得

$$A_{i1} Y_1 U_{b1} + A_{i2} I_2 + (A_{i4} \alpha + A_{i5}) I_5 + A_{i6} I_6 = -A_{i3} I_{S3} \quad (2.11-10)$$

由 U -图得 KVL 方程为

$$U_b = A_u^T U_n \quad (2.11-11)$$

式中: U_b 为 U -图的支路电压; U_n 为 U -图的独立节点电压, 可改写为

$$U_{bk} = A_{uk}^T U_n \quad (k=1,2,3,4,5,6) \quad (2.11-12)$$

对于第 1 种类型支路, I -图和 U -图都会存在, 因此, U_{b1} 就是 U_{b1} 。用式 (2.11-12) 中的第 1 个方程替换式 (2.11-10) 中的支路电压 U_{b1} , 得

$$A_{i1} Y_1 A_{u1}^T U_n + A_{i2} I_2 + (A_{i4} \alpha + A_{i5}) I_5 + A_{i6} I_6 = -A_{i3} I_{S3} \quad (2.11-13)$$

由 U -图, 将式 (2.11-12) 中第 2~6 个方程代入式 (2.11-8) 中, 得

$$\begin{cases} A_{u2}^T U_n = Z_2 I_2 \\ A_{u3}^T U_n = U_{S3} \\ A_{u4}^T U_n = \mu A_{u5}^T U_n \\ M_6 A_{u6}^T U_n + N_6 I_6 = W \end{cases} \quad (2.11-14)$$

式 (2.11-13) 和式 (2.11-14) 可写成矩阵形式

$$\begin{bmatrix} A_{i1} Y_1 A_{u1}^T & A_{i2} & (A_{i4} \alpha + A_{i5}) & A_{i6} \\ A_{u2}^T & -Z_2 & 0 & 0 \\ A_{u3}^T & 0 & 0 & 0 \\ A_{u4}^T - \mu A_{u5}^T & 0 & 0 & 0 \\ M_6 A_{u6}^T & 0 & 0 & N_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_n \\ I_2 \\ I_5 \\ I_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A_{i3} I_{S3} \\ 0 \\ U_{S3} \\ 0 \\ W \end{bmatrix} \quad (2.11-15)$$

双图改进节点分析法与改进节点法相比, 消除了改进节点方程中的一些冗余变量, 降低了方程组变量数目, 但编程较复杂。对于大规模电路, 常可以分解为某种功能相同的子

电路构成, 这些子电路之间只有少量的支路连接, 因此, 求解时可以将连接支路断开, 将整个电路分解为若干子电路, 通过对子电路的求解获得整个电路的解, 这种电路分析方法称撕裂法。

3 电路方程的数值计算方法

3.1 稀疏矩阵技术

对于线性非时变电路, 在进行电路的直流分析、正弦电流电路的稳态分析时, 列写的电路方程都是线性代数方程; 在线性电路的暂态分析时, 建立的方程为线性微分方程; 在进行非线性电路分析时, 建立的方程为非线性代数方程或非线性微分方程。因此, 线性代数方程(组)的求解方法是研究所有电路问题的基础。

稀疏矩阵就是存在大量零元素的矩阵。电路方程的系数矩阵通常为稀疏矩阵。随着电路规模的增大, 系数矩阵的稀疏程度还会增加。稀疏矩阵存在大量的零元素, 将浪费计算机内存; 对零元素进行运算, 又将浪费时间, 特别是在采用迭代算法时, 影响更为突出。因此, 有必要研究稀疏矩阵的存储和运算技术。避免零元素存储和零运算的技术称稀疏矩阵技术。

(1) 稀疏矩阵存储技术。稀疏矩阵的存储方法较多, 存取效率和占用内存也不同。

1) 线性表存储。线性表存储是指矩阵非零元素按行或列的顺序依次存放在连续的内存中。例如, 行线性表存储方法由三个数组构成: RE, ICOL, IP。

RE(j): 按行排列的第 j 个非零元素。

ICOL(j): 按行排列的第 j 个非零元素序号。

IP(i): 行首指示器, 存放矩阵中第 i 行第一个非零元素在数组 RE 中的位置序号。

对于含有 m 个非零元素的 n 阶方阵, 线性表存储需要的存储量为 $2m+n$ 。

线性表存储需要的内存较小, 数据检索方便, 但插入新元素较困难。

2) 单链存储。单链存储是用一条链将同一行或同一列的元素连接在一起, 分别称为按行或按列的单链存储。单链存储需四个数组, 按列的单链存储各数组定义如下:

CE(j): 按列排列的第 j 个非零元素。

IROW(j): 按列排列的第 j 个非零元素的行号。

NEXT(j): 同一列中下一个非零元素的位置。

IP(i): 列首指示器, 存放矩阵中第 i 行第一个非零元素在数组 CE 中的位置序号。

对于含有 m 个非零元素的 n 阶方阵, 单链存储需要的存储量为 $3m+n$ 。

单链存储需要的内存较线性表存储多, 但插入新元素容易。

3) 双链存储。双链存储不但记录非零元素的信息, 还记录与此相邻接的非零元素的信息, 包括非零元素行号、列号、元素值, 以及上邻元素、下邻元素、左邻元素、右邻元素的序号。对于含有 m 个非零元素的 n 阶方阵, 双链存储需要的存储量为 $7m+2n$ 。

双链存储检索、插入、删除操作方便, 但需要的内存量大。

4) T.I 存储。T.I 存储又称三角索引数据结构 (Triangular Indexing Data Structure), 适用于 LU 分解算法。T.I 存储如下:

对稀疏矩阵 A 所有非零元素按如下次序编号: 主对角元 $a_{11}, a_{22}, \dots, a_{nn}$, 上三角的第 1 行, 下三角的第 1 列, 上三角的第 2 行, 下三角的第 2 列的非对角非零元素, 以后的行、列如此依次排列, 实现方法:

ROWCOL: 存放非零元素的行数或列数。

VAL: 存放非零元素数值。

UP: 存放上三角中每一行第一个非零元素的序号。

LP: 存放下三角中每一列第一个非零元素的序号。

5) 结构对称化存储。电路方程系数矩阵具有较好的对称性, 存在受控源场合, 只要填补少量的非零元素, 也可使矩阵对称。利用矩阵的对称性, 使存储指针规则简化, 可以达到压缩存储空间的目的。

结构对称化存储的一种实现方法如下:

YD: 存放主对角元素。

YL: 按列存放严格下三角矩阵的非零元素。

YU: 按行存放严格上三角矩阵的非零元素。

JR: 存放 YL 中元素的行号。

ID: 存放严格下三角矩阵各列的第一个非零元素在 YL 中的序号。

(2) 稀疏矩阵的优化排序。在采用高斯消去法、LU 分解法求解线性方程组时, 系数矩阵的某些零元素会变成非零元素, 这些元素称为“填入”。矩阵的排列次序对填入量和乘除运算量有较大的影响, 因此, 稀疏矩阵存在优化排序方法。

1) 局部填入量极小排序法, 又称 Tinney-Walker (T-W) 法。在进行高斯消去或 LU 分解时, 每步都以填入量最小为原则选取主元, 一般以主对角元素为对象。设有一个 n 阶的稀疏矩阵 A , 其主对角元素都非零。步骤: ①在主对角元素中选取填入量最小的主元 a_{jj} , 并用指示器 P 记录 a_{jj} 的行数, 然后将以 a_{jj} 为第 1 主元时产生的填入插入 A 中, 删除第 j 行第 j 列; ②在剩余的子阵中, 重复①中步骤。至 $n-1$ 步时, P 记录了 $n-1$ 个主元行数, $P[n]$ 为最后主对角元素的行数。最后, 根据 P 重排 A 的行列次序。

2) 局部乘除运算量极小排序法, 又称 Markowitz (M) 方法。在进行高斯消去或 LU 分解时, 每步都以乘除运算量最小为原则选取主元, 一般以主对角元素为对象。M 法的关键是计算乘除运算量, 计算公式为

乘除运算量 = (第 k 行非零元素 - 1) \times 第 k 列非零元素

步骤: ①计算各主元的乘除运算量, 选取乘除运算量最小的主元 a_{jj} , 并用指示器 P 记录 a_{jj} 的行数, 然后将以 a_{jj} 为第一主元时产生的填入插入 A 中, 删除第 j 行第 j 列; ②计算剩余子阵各主元的乘除运算量, 重复①中步骤。

T-W 法不一定能满足乘除运算量最小, 而 M 法也不一定保证其乘除运算量比 T-W 法小, 两种方法都是局部优化算法, 有时可将两种方法结合起来使用。

3.2 线性方程组的迭代解法

线性代数方程组的求解有直接法和迭代法。直接法中的高斯消去法和 LU 分解法算法简单, 计算量小。迭代法算法简单, 程序容易编制, 但需要系数矩阵具有某种性质, 否则不能收敛。当矩阵的阶数很高, 并且多为稀疏矩阵时, 采用迭代法比采用直接解法效率高。

对于线性方程组

$$Ax = b \quad (2.11-16)$$

其中 A 为非奇异矩阵, $b \neq 0$ 。如果可以构造迭代公式

$$x^{(k+1)} = Bx^{(k)} + f \quad (k = 0, 1, 2, \dots) \quad (2.11-17)$$

任取一个向量 $x^{(0)}$ 作为 x 的近似解, 利用迭代公式可以产生一个向量序列 $\{x^{(k)}\}$, 若

$$\lim_{k \rightarrow \infty} x^{(k)} = x^* \quad (2.11-18)$$

则有 $x^* = Bx^* + f$, 即 x^* 为线性方程组式 (2.11-16) 的解。

根据 B 、 f 构成的不同, 可分为雅可比迭代法、高斯-赛德尔迭代法等。

(1) 雅可比 (Jacobi) 迭代法。已知 A 为非奇异阵, 且 $a_{ii} \neq 0$ ($i=0, 1, \dots, n$), 可将 A 裂写为 $A = D + L + U$, 其中

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \cdots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & \cdots & a_{nn} \end{bmatrix} \quad D = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & a_{22} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & a_{nn} \end{bmatrix}$$

$$L = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 \\ a_{21} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} 0 & a_{12} & \cdots & a_{1n} \\ 0 & 0 & \cdots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}$$

雅可比迭代公式为

$$\begin{cases} B_J = -D^{-1}(L+U) = -D^{-1}(L+U+D-D) = I - D^{-1}A \\ f_J = D^{-1}b \end{cases} \quad (2.11-19)$$

(2) 高斯-赛德尔 (Gauss-Seidel) 迭代法。采用雅可比迭代法计算第 i 个分量 $x_i^{(k+1)}$ 时用到的是第 k 步计算出来的各分量 $x_1^{(k)}, \dots, x_n^{(k)}$, 而已经计算出来的最新分量 $x_1^{(k+1)}, \dots, x_{i-1}^{(k+1)}$ 没有利用到。直观地理解, 最新计算出来的分量可能比旧的分量准确一些, 收敛速度快一些, 于是构造迭代公式

$$x^{(k+1)} = B_s x^{(k)} + f_s \quad (2.11-20)$$

其中

$$B_s = -(D+L)^{-1}U, \quad f_s = (D+L)^{-1}b \quad (2.11-21)$$

高斯-赛德尔迭代法比雅可比迭代法的收敛速度稍快些。

定理 如果 A 为严格对角优势矩阵或为不可约弱对角优势矩阵, 则对任意 $x^{(0)}$, 雅可比迭代法和高斯-赛德尔迭代法都收敛。

雅可比迭代法和高斯-赛德尔迭代法又称线性松弛法。由于不是所有电路方程的系数矩阵都满足上述定理要求, 因此, 这两种算法不能确保收敛。

3.3 非线性代数方程的数值求解

(1) 牛顿-拉夫逊迭代法。牛顿-拉夫逊 (Newton-Raphson, 迭代法, 简称 N-R 法, 是求解非线性方程的常用方法。N-R 法的计算步骤是由前一个试探解经过修正获得新的试探解, 直到其准确度符合要求为止。N-R 法的基础是在非线性方程未知解的附近, 用泰勒级数展开式的线性近似式表达非线性方程 $f(x) = 0$ 的左端函数 $f(x)$ 。N-R 法的迭代公式为

$$x^{(k+1)} = x^{(k)} - \frac{f(x^{(k)})}{f'(x^{(k)})} \quad (2.11-22)$$

$x^{(0)}$ 是非线性方程 $f(x) = 0$ 的初始试探解。一般说来, 按迭代公式算出的后一次修正解比前一次修正解更接近于待求解。当前后两次修正解非常接近时可停止迭代计算, 而将

最后一次修正解作为待求的解。

N-R 法的迭代过程通常收敛较快, 但也可能不收敛。在编程时, 预先给定一个足够小的正数 ϵ , 当 $|x^{(k+1)} - x^{(k)}| < \epsilon$, 即认为 $x^{(k+1)}$ 收敛于 x^* 。

如果求解方程是 n 个变量的非线性方程组

$$F(X) = [f_1(X) \quad f_2(X) \quad \cdots \quad f_n(X)]^T = 0 \quad (2.11-23)$$

设 $X^{(k)} = [x_1^{(k)} \quad x_2^{(k)} \quad \cdots \quad x_n^{(k)}]^T$, 其中 $x_1^{(k)}, x_2^{(k)}, \dots, x_n^{(k)}$ 为各变量的第 k 次修正解, 则 N-R 法迭代公式为

$$X^{(k+1)} = X^{(k)} - [J(X^{(k)})]^{-1} F(X^{(k)}) \quad (2.11-24)$$

其中 $X^{(k+1)} = [x_1^{(k+1)} \quad x_2^{(k+1)} \quad \cdots \quad x_n^{(k+1)}]^T$

$$J(X^{(k)}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} \big|_{X^{(k)}} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} \big|_{X^{(k)}} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \big|_{X^{(k)}} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} \big|_{X^{(k)}} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} \big|_{X^{(k)}} & \cdots & \frac{\partial f_2}{\partial x_n} \big|_{X^{(k)}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} \big|_{X^{(k)}} & \frac{\partial f_n}{\partial x_2} \big|_{X^{(k)}} & \cdots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \big|_{X^{(k)}} \end{bmatrix}$$

矩阵 J 称为雅可比 (Jacobian) 矩阵。

N-R 法的步骤可归纳如下:

- 1) 选定初始试探解 $X^{(0)}$ ($k=0$), 给定允许误差 ϵ 。
- 2) 由 $X^{(0)}$ 进行迭代, 计算出 $X^{(k+1)}$, 方法是将式 (2.11-24) 分解为

$$\Delta X \cdot J(X^{(k)}) = -F(X^{(k)})$$

$$X^{(k+1)} = X^{(k)} + \Delta X$$

- 3) 判断 $X^{(k+1)}$ 与 $X^{(k)}$ 之间是否满足 $\|X^{(k+1)} - X^{(k)}\| = \|\Delta X^{(k+1)}\| < \epsilon$, 若满足, 则 $X^{(k+1)}$ 即为非线性方程组的解。否则, $k=k+1$, 返回 2) 继续迭代。

第 3) 步中, $\|\Delta X^{(k+1)}\|$ 为向量 $\Delta X^{(k+1)}$ 的范数, 常采用 2-范数。

经典的 N-R 法常会出现数值溢出和不收敛情况, 因此, 实际的 N-R 法常需要改进。现对简单的限界算法、阻尼法、源步进法、伪瞬态算法作简单说明。

简单的限界算法是限制非线性支路的电压值, 以防止支路电流过大, 避免数据溢出。

阻尼法是在迭代过程中引入阻尼系数, 例如, 一元非线性方程的阻尼法迭代公式为

$$x^{(k+1)} = x^{(k)} + \lambda \Delta x^{(k+1)} \quad (2.11-25)$$

与经典的 N-R 法相比, $\Delta x^{(k+1)}$ 的系数为 λ , 而不是 1, 可避免迭代发散和防止数据溢出。

源步进法适用于直流电路分析, 它是将独立源按步进增加, 以保证 N-R 法的收敛性。在 PSpice 程序中, 当直流迭代不收敛时, 自动转入源步进法。这种方法对振荡电路、多稳态电路效果较好。

伪瞬态算法引入伪电容和伪电感, 在每个独立电压源和非线性电压相关支路中串联伪电感, 在每个独立电流源和非线性电流相关支路中串联伪电容, 并设置初始状态为零状态, 进行暂态分析, 将稳态解作为直流工作点的解。

N-R 法改进算法还有横取算法、四象限算法、阻尼法、高阶校正算法、初始条件松弛法、状态松弛法和 G_{min} 步进法等。在 Spice 程序中, 综合运用了上述多种方法。

(2) 非线性松弛法。非线性方程 $F(X)=0$ 的求解有非线性高斯-雅可比法和非线性高斯-赛德尔法,称为非线性松弛法。

1) 非线性高斯-雅可比法:

非线性高斯-雅可比法迭代公式为

$$f_j(x_1^k, x_2^k, \dots, x_{i-1}^k, x_{i+1}^{k+1}, x_{i+2}^k, \dots, x_n^k) = 0$$

$$i = 1, 2, 3, \dots, n \quad (2.11-26)$$

2) 非线性高斯-赛德尔法:

非线性高斯-赛德尔法迭代公式为

$$f_j(x_1^{k+1}, x_2^{k+1}, \dots, x_{i-1}^{k+1}, x_i^{k+1}, x_{i+1}^k, \dots, x_n^k) = 0$$

$$i = 1, 2, 3, \dots, n \quad (2.11-27)$$

非线性高斯-雅可比法和非线性高斯-赛德尔法都需要借助于牛顿-拉夫逊法求解非线性方程,因此又称为高斯-雅可比-牛顿法和高斯-赛德尔-牛顿法。这两种方法都需要双重迭代,外层为松弛迭代,内层为牛顿-拉夫逊迭代。

3.4 一阶常微分方程的数值求解

在经典的电路理论中,线性电路的时域分析通常采用经典法或复频域分析法。复频域分析法将时域分析问题转化到复频域,可以处理复杂电路,但当激励为任意波形,或电路为非线性电路时,该方法就无能为力了。对于计算机辅助动态电路分析,一般采用时域分析法。

暂态分析时,电路是由一组常微分方程来描述,因此暂态分析的实质就是如何获得并求解电路的常微分方程。采用数值方法求解常微分方程,不仅适用于线性电路的暂态分析,也适用于非线性电路的暂态分析。

3.4.1 前向欧拉法

给定一阶微分方程和初始条件

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f[x(t), t] & t \geq t_0 \\ x(t_0) = x_0 \end{cases} \quad (2.11-28)$$

设时间变量的离散点分别为 $t_0, t_1, t_2, \dots, t_k, t_{k+1}, \dots, t_n$, 时间变量的两相邻离散点之间的间隔称为步长,即 $h = t_{k+1} - t_k$ 。若取等步长,则

$$t_k = t_0 + kh \quad k = 1, 2, \dots, n$$

设用数值方法求得变量 $x(t)$ 在各离散点的近似值为 $x_1, x_2, \dots, x_k, \dots, x_n$, 即

$$x_k \approx x(t_k) \quad k = 1, 2, \dots, n$$

于是,前向欧拉法计算公式(Forward Euler Formula)为

$$x_k = x_{k-1} + h\dot{x}_{k-1} \quad (2.11-29)$$

前向欧拉法的几何解释为在任一步长内,用一段直线代替函数 $x(t)$ 的曲线,此直线段的斜率等于该函数曲线在该步长起点的斜率。

前向欧拉法计算公式是一阶差分方程。它可从变量的初始值 x_0 开始,逐步迭代,推算出该变量在各离散点的近似值。前向欧拉法计算式是只取泰勒级数展开式前两项所构成的线性近似表达式,截断误差是 h^2 的数量级,故为二阶精度。为了使数值解达到适当的精度,必须选择较小的步长,在给定区间内进行多次计算。

3.4.2 后向欧拉法

采用前向欧拉法,如步长过大,则所得数值解可能随着 k 的增大而急剧偏离真实解,此时可采用后向欧拉法。

对于式(2.11-28)的微分方程,后向欧拉法计算式(Backward Euler Formula)为

$$x_{k+1} = x_k + h\dot{x}_{k+1} \quad (2.11-30)$$

后向欧拉法仍为二阶精度。由于后向欧拉法计算式中离散点的时间变量 $t_{k+1} = t_0 + (k+1)h$ 出现在计算式的两端,故式(2.11-30)为隐式递推关系式。若函数 $f[x(t), t]$ 是 x 的线性函数,则隐式方程总可以写为显式方程。若函数 $f[x(t), t]$ 是 x 的非线性函数,则不能用显示的方法求解 x_{k+1} , 而应辅以其他的数值方法。

3.4.3 梯形法及其预估-校正法

如果在任一步长内,取函数 $x(t)$ 曲线在该步长起点和终点斜率的平均值代替未知函数 $x(t)$ 曲线的直线段的斜率,则待求数值解的误差将显著减小。基于这一思想的一阶微分方程数值解法称为梯形法(Trapezoidal Algorithm)。

仍以式(2.11-28)的一阶微分方程为例,梯形法计算式为

$$x_{k+1} = x_k + \frac{h}{2}(\dot{x}_k + \dot{x}_{k+1}) \quad k = 0, 1, 2, \dots$$

$$(2.11-31)$$

梯形法计算式的截断误差为三阶精度。由于梯形法计算式也是一个隐式递推关系式,通常不便于求解,因此常采用梯形预估-校正法,即先采用低精度的欧拉显式(前向欧拉法)预先估计出 $x_{k+1}^{(0)}$, 然后再代入梯形公式进行求解,即

$$x_{k+1}^{(0)} = x_k + h\dot{x}_{k+1}$$

$$x_{k+1}^{(n)} = x_k + \frac{h}{2}[f(x_k, t_k) + f(x_{k+1}^{(n-1)}, t_{k+1})]$$

$$n = 1, 2, 3, \dots; k = 0, 1, 2, \dots \quad (2.11-32)$$

采用预估-校正法,一般校正一两次就能够达到精度要求了。

3.4.4 龙格-库塔法

与梯形法类似,在时间区间 $[t_k, t_{k+1}]$ 内多取几个点的斜率值,然后将它们的线性组合作为平均斜率的近似值,则可构造出精度更高的计算公式,这就是龙格-库塔法的基本思想。常用的龙格-库塔法是四阶龙格-库塔法。

对式(2.11-28)的一阶微分方程,其四阶龙格-库塔法计算式为

$$x_{k+1} = x_k + \frac{h}{6}(K_1 + 2K_2 + 2K_3 + K_4) \quad k = 0, 1, 2, \dots$$

$$(2.11-33)$$

其中

$$K_1 = f(x_k, t_k)$$

$$K_2 = f\left(x_k + \frac{h}{2}K_1, t_k + \frac{h}{2}\right)$$

$$K_3 = f\left(x_k + \frac{h}{2}K_2, t_k + \frac{h}{2}\right)$$

$$K_4 = f(x_k + hK_3, t_k + h)$$

四阶龙格-库塔法的截断误差为 $E(h^5)$ 。

3.4.5 波形松弛法

波形松弛法分高斯-雅可比波形松弛法和高斯-赛德尔波形松弛法。设方程

$$C(U_n)U'_n + f(U_n, U_s) = 0 \quad (2.11-34)$$

高斯-赛德尔波形松弛法迭代公式为

$$\sum_{j=1}^i C_{ij}(U_1^{k+1}, \dots, U_i^{k+1}, U_{i+1}^k, \dots, U_n^k)U_j^{k+1} + \sum_{j=i+1}^n C_{ij}(U_1^{k+1}, \dots, U_i^{k+1}, U_{i+1}^k, \dots, U_n^k)U_j^{k+1} + f_i(U_1^{k+1}, \dots, U_i^{k+1}, U_{i+1}^k, \dots, U_n^k, U_s) = 0$$

$$i = 1, 2, \dots, n \quad (2.11-35)$$

在高斯-赛德尔波形松弛法迭代时,第*i*个方程的1~(*i*-1)个变量用最近的解代替,而(*i*+1)以后的变量用前一次迭代的结果。

波形松弛法可以将大型电路划分为一些子电路处理,降低了电路方程的阶数,节约了存储空间和时间。美国加利福尼亚 Berkeley 分校于1982年发布了采用高斯-赛德尔波形松弛法的电路分析程序 RELAX,具有较高的计算精度和分析速度,与 Spice 程序相比,在大规模电路分析时优势突出。

在用常微分方程描述一个电路的暂态过程时,往往又包含着多个变化速度相差十分悬殊的子过程,认为这样一类过程具有“刚性(stiff)”,描述这类过程的微分方程称为刚性问题,或称为坏条件、病态方程。例如,电路某一变量以 e^{-t} 缓慢衰减,而另一变量以 e^{-1000t} 快速衰减,两变量时间常数相差很大,建立的常微分方程就具有刚性。在实际电路中,元件的寄生参数、分布参数常与关联元件参数相差悬殊,这种情况下就容易产生 stiff 方程。刚性问题数值解的稳定性通常被最快的模式控制,刚性问题解答的难度就在于其快变子过程的干扰。当试图在慢变区间上求解刚性问题时,尽管快变分量的值已衰减到微不足道,但这种快速变化的干扰仍严重影响数值解的稳定性和精度,一般地说,隐型方法比显型方法具有更大的稳定性,因此使用隐型方法求解刚性方程组更为合适。

3.5 蒙特卡罗分析

蒙特卡罗分析又名随机模拟法或统计试验法,它利用随机数进行统计试验,求得统计特征值(如均值、概率等)。在电路分析中,如果已知电路所有元器件参数的统计分布规律,根据这种分布规律随机地多次抽取元器件参数,并对电路进行仿真,就可以分析电路性能的统计分布规律,这就是电路的蒙特卡罗分析方法。

电路的蒙特卡罗分析一般按如下步骤:

- 1) 给定电路元器件参数及元器件参数的统计分布规律,如元器件参数的中心值和方差。
- 2) 指定分布,建立电路元器件参数的随机抽样序列。
- 3) 根据随机抽样的电路元器件参数,对电路依次进行仿真。

- 4) 对仿真结果进行统计分析,计算出电路的统计规律。

蒙特卡罗分析首先需要产生电路元器件参数的随机抽样值。最简单、最基本、最重要的随机变量是在 $[0, 1]$ 上均匀分布的随机变量,几乎所有其他分布的随机变量都可以由一个或多个均匀分布的随机变量变换得到。因此,如何产生均匀分布的随机变量,是实现蒙特卡罗分析的基础。

定义 设 X 是 $[0, 1]$ 上均匀分布的随机变量,则其概率密度函数为

$$p(x) = \begin{cases} 1 & 0 \leq x \leq 1 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (2.11-36)$$

随机变量总体中抽取的子样称为随机数序列,其中每个个体称为随机数。

产生均匀分布随机数的最通用的方法是同余法,其公式为

$$x_k = (\lambda x_{k-1} + c) \bmod m \quad k = 1, 2, \dots \quad (2.11-37)$$

式中: x_k , λ , c 均为正整数;初值 x_0 称为种子; λ 称为乘法器; c 为增值; m 为模数; \bmod 为取模运算,即 $(\lambda x_{k-1} + c)$ 除以 m 后的余数。

对 $\{x_k\}$ 作变换 $u_k = x_k/m$, 则 $\{u_k\}$ 即是 $[0, 1]$ 上的一个随机数序列。

同余算法包括乘同余算法和混合同余算法。在式(2.11-37)中,若 $c=0$,该算法为乘同余算法;若 $c \neq 0$,该算法为混合同余算法。由式(2.11-37)产生的 x_k 到一定程度以后,会出现周期性的重复,该重复的子列的最短长度称为 $\{x_k\}$ 的周期。显然,这种周期性与随机性是矛盾的,所以只能取 $\{x_k\}$ 的一个周期做为可用的随机数序列。为了产生足够多的随机数, $\{x_k\}$ 的周期应尽可能大,这可以用适当地选择 λ , c , x_0 来实现。

对 $\{u_k\}$ 进行统计检验,包括参数检验、均匀性检验、独立性检验和组合规律性检验,以确定这些随机数是否符合均匀性、独立性、周期长等均匀分布随机数所应满足的统计特性。若 $\{u_k\}$ 通过了统计检验,则可将 $\{u_k\}$ 作为 $[0, 1]$ 上的均匀分布随机序列。

通过对均匀分布的随机序列进行变换,以得到其他统计分布规律的随机数。这种变换方法,称为该分布的各种抽样方法。经常使用的抽样方法有变换法和舍选抽样法。

(1) 变换法。用 $y = \phi(x)$ 将 X 变换为随机变量 Y , 若 Y 的分布密度函数为 $p(y)$, 根据概率基本定律得

$$p(y) = p(x) \left| \frac{dx}{dy} \right| = p[\phi(y)] \left| \frac{dx}{dy} \right| \quad (2.11-38)$$

式中: $\phi(y) = \phi^{-1}(y) = x$, 即 $\phi(y)$ 为 $\phi(x)$ 的反函数。

例如,如果 x_1, x_2 是区间 $[0, 1]$ 上两个独立的均匀分布的随机变量,标准正态分布抽样可用以下变换

$$y_1 = \sqrt{-2 \ln x_1} \cos(2\pi x_2) \quad (2.11-39)$$

$$y_2 = \sqrt{-2 \ln x_1} \sin(-2\pi x_2)$$

据式(2.11-39),求得 $\phi^{-1}(y)$, 推导出随机变量 y_1, y_2 的二维联合概率密度函数

$$p(y_1, y_2) = p(x_1, x_2) \|J_y\|$$

$$= \frac{1}{2\pi} \left[e^{-\frac{y_1^2}{2}} \right] \left[e^{-\frac{y_2^2}{2}} \right]$$

式中: J_y 为雅可比矩阵; $\| \cdot \|$ 为行列式的绝对值。

可见,通过式(2.11-39)的变换,得到的 y_1, y_2 为服从标准正态分布的随机变量。

(2) 舍选抽样法。假定随机变量 X 的概率密度函数 $p(x)$ 有界,其取值区间为 $[a, b]$, 则

$$c = \max \{p(x) \mid a \leq x \leq b\} \quad (2.11-40)$$

舍选抽样法步骤如下:

- 1) 产生 $[a, b]$ 区间均匀分布随机数 x 。
- 2) 产生 $[0, c]$ 区间均匀分布随机数 y 。
- 3) 当 $y \leq p(x)$ 时,接受 x 为所需分布的随机数,否则重复1)~3)。

在实现了伪随机数和电子电路元器件参数的抽样后,蒙特卡罗分析就归结为在不同的元器件参数抽样序列情况下的电路仿真和统计分析,求出电路性能的数学期望、均方差及电路的合格率、合格率标准偏差等统计特性。目前许多商用

电路分析软件都具有蒙特卡罗分析功能, 参数的抽样支持均匀分布和正态分布, 可以输出每次抽样时电路的仿真结果, 以及电路性能的均值、最大值、最小值、方差和电路性能的统计分布直方图, 如果指定电路性能的约束条件, 还能计算出电路的合格率及合格率的偏差, 给电路的设计带来极大方便。

4 电路的计算机辅助分析软件介绍

电路的计算机辅助分析软件已突破了单纯的电路建模求解的概念, 分析功能日益完善, 集数/模混合仿真、电路优化设计、PCB 绘制等功能于一体, 在同一环境下, 可以方便地完成各种参数的调整、寻优、波形处理, 以及电磁兼容分析等工作。

4.1 PSpice

在 20 世纪 70 年代中期, 美国加州大学 Berkeley 分校开发了 Spice (Simulation Program With Intergrated Circuit Emphasis) 程序, 1988 年 Spice 被定为美国国家工业标准。1998 年, 著名的 EDA 软件开发公司 OrCAD 与 MicroSim 合并, 将 OrCAD 软件包和 PSpice 集成在一起, 推出了 OrCAD/PSpice 9.0。OrCAD/PSpice 集成了原理图输入、数/模混合仿真、PCB 设计、FPGA 及 PLD 设计于一体, 不仅可以完成模拟电路的直流分析、暂态分析、交流分析、蒙特卡罗分析、最坏情况分析等基本分析功能, 还可以分析数字电路和数/模混合电路。

OrCAD/PSpice 包括如下基本组件: OrCAD Capture (电路图设计)、OrCAD Express (可编程器件设计模块)、OrCAD Layout (印刷电路板制板)、OrCAD PSpice A/D (仿真核心模块)、Probe (波形观察和分析)、OrCAD PSpice Model Editor (模型参数提取)、OrCAD PSpice Optimizer (优化模块)、OrCAD PSpice Stimulus Editor (激励信号编辑)。

PSpice 在通用性、仿真精度等方面的性能在各种仿真软件中首屈一指; 独特的 FPGA 和数/模混合设计能力, 包括

了 Xilinx 所有产品, 可以进行 FPGA 印刷电路板的设计; Optimizer 可以调节最多 8 个独立元器件参数来改进设计; 仿真模型库元件丰富, 包括 11 000 多个模拟器件及 1600 多个数字器件; 容易建立用户器件模型; PSpice Enhancements 实现了与 MATLAB 之间的整合; Smoke 工具通过应力分析以验证元件是否满足制造商的“安全操作限制或降额限制”, 从而可有效缩短设计周期; 印刷电路板制板功能强大, Layout 与 Protel 几乎平分天下。PSpice 是当今世界上著名的电路仿真标准工具之一。

例如, 对图 2.11-5 (a) 所示电路, 分析 A、B 端口电压。在 PSpice 中输入电路模型和分析结果如图 2.11-5 (b) 所示, 可方便地求出 $U_{AB}=16V$ 。

4.2 MultiSIM

Electronics Workbench (简称 EWB) 是加拿大 Interactive Image Technologies (IIT) 公司于 20 世纪 80 年代末、90 年代初推出的基于 Spice 的电路设计与仿真软件。从 EWB 6.0 开始, 该软件更名为 MultiSIM。MultiSIM 集成了电路图编辑、模拟/数字电路及混合电路仿真的功能, 具有丰富的器件库和仪器仪表库, 元器件总数近万种, 并能与 PSpice 兼容; 提供了 VHDL/Verilog 设计与仿真接口、FPGA/CPLD 综合、RF 设计和后处理功能。Ultiboard 实现了 PCB 布线功能。

MultiSIM 基本元器件分为虚拟元件和现实器件两类。虚拟元件是反映实际器件电磁性能的抽象模型, 参数值可以任意设定; 现实器件是根据实际存在的器件参数设计的, 具有封装标准, 仿真结果更接近实际情况。MultiSIM 8 含有 14 个元器件库: 电源 (Sources)、基本元器件 (Basic)、二极管 (Diodes Components)、晶体管 (Transistors Components)、模拟元件 (Analog Components)、TTL 器件 (TTL)、CMOS 器件 (CMOS)、数字器件 (Misc Digital Components)、混合芯片 (Mixed Components)、指示器件 (Indicators Components)、混合器件 (Misc Components)、机电类器件库 (Elector-Mechanical Components)、射频器件库 (RF Components) 等, 提供 19 种常用的虚拟仪器: 数字万用表 (Multimeter)、函数信号发生器 (Function Generator)、瓦特表 (Wattmeter)、示波器 (Oscilloscope)、四通道示波器 (Oscilloscope)、波特图仪 (Bode Plotter)、计数器 (Frequency Counter)、字发生器 (Word Generator)、逻辑分析仪 (Logic Analyzer)、逻辑转换仪 (Logic Converter)、暂态 IV 分析仪 (IV Analyzer)、失真分析仪 (Distortion Analyzer)、频谱分析仪 (Spectrum Analyzer)、网络分析仪 (Network Analyzer), 以及美国 Agilent 和 Tetronix 公司的虚拟仪器。

MultiSIM 分析方法全面 (直流工作点分析、交流分析、暂态分析、傅里叶分析、噪声分析、失真分析、直流扫描、灵敏度分析、参数扫描、温度扫描、极零点分析、传输函数分析、最坏情况分析、蒙特卡罗分析等); 仿真的手段切合实际, 选用的元器件和仪器仪表与实际情况非常接近, 元器件、仪器仪表选取方便, 并可扩充; 可以对电路设置故障, 如开路、短路和不同程度的漏电等, 针对不同故障观察电路的各种状态。MultiSIM 主要用于电路的分析与设计、电路的虚拟实验, 在国内外高校的电工电子教学和科研中已经得到广泛应用。

4.3 Protel

Protel 是第一个将 EDA (电子设计自动化) 引入 Win-

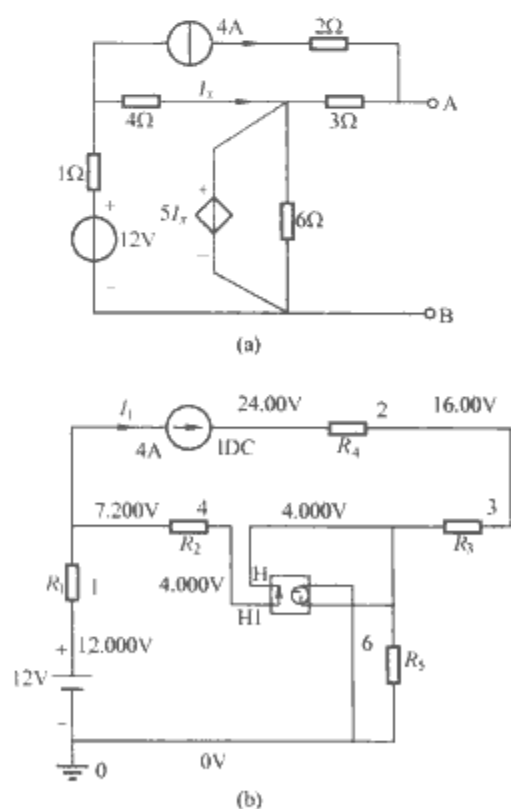


图 2.11-5 PSpice 仿真分析示例

(a) 电路示意图; (b) PSpice 电路模型和分析结果

dows 环境的电子电路设计软件,原 Protel Technology 公司并购了多家 EDA 软件公司并更名为 Altium,于 2002 年 8 月推出了大型 EDA 综合开发工具 Protel DXP。

Protel DXP 采用美国 Berkeley 分校的电路仿真程序 SPICE (3f5) /Xspice (Simcode) 为仿真内核,内嵌功能强大的 A/D 混合信号仿真器,可以准确地实现模拟、数字电路和 A/D 混合信号仿真,对 VHDL 和 FPGA 的支持也得到了加强。

Protel DXP 具有较为完善的数据接口,可以将波形转换为电子表格文件;后处理功能可以对已有变量进行运算,可以测量波形的最大值、最小值、平均值、均方根值、频率、上升时间和下降时间等参数;具有丰富的元件库,可以编辑元件管脚、定义印刷板设计规则和运行信号完整性分析等功能;印刷电路板设计中具有尺寸线工具,可以在元件被移动时自动修正尺寸,提供对球形网络阵列 (BGA) 布线的支持,加强了设计规则和板层分割的功能,可以在任何信号层独立地定义焊盘,具有自动修剪焊盘接线的功能。

Protel DXP 支持静态工作点分析、暂态特性分析、傅里叶分析、直流传输特性分析、交流小信号分析、传递函数分析、噪声分析、极零点分析、参数扫描、温度扫描和蒙特卡罗分析,还增加了快速傅里叶变换分析的功能。

Protel DXP 在电路分析的功能也许还不够强大,但在制作 PCB 印刷电路板的应用较为普遍。因此,一般的电子设计,可以先用 MultiSIM 设计、仿真,最后将仿真优化的电路转换成网络表供 Protel DXP 制板。

4.4 ICAP

ICAP 是美国 intusoft 公司 1995 年推出的电路分析软件,它是在 Spice3 的基础上发展而来的。目前的最新版本 ICAP/4 已发展成为功能强大的模拟和混合信号仿真软件。

ICAP/4 主要由 SpiceNet、PreSpice、IsSpice 和 IntuScope 四大功能模块组成。

(1) IsSpice 提供全面的电路分析和优化设计功能,是系统的核心。IsSpice4 首先将 XSpice 与 UC Berkeley Spice 3F.5 糅合在一起,ICL 脚本能传递到仿真器中运行,超过 100 条的交互指令语言 (ICL) 和函数有助于运行交互式的仿真,提取重要的设计信息。

(2) SpiceNet 实现电路原理图的绘制、Netlist 文件的自动生成、暂态波形显示以及交互式仿真控制,支持分层管理。SpiceNet 输出文件格式兼容当前流行的多种仿真系统,例如 Mentor、OrCAD 和 Protel 系统。

(3) PreSpice 元件库中包含 18 000 种以上的元件模型,以 ASC II 格式保存,可以通过 Parts Browser 浏览元件模型。

(4) IntuScope 为波形分析模块实现示波器和频谱分析仪的功能,能够对仿真结果进行实时分析和计算处理。分析参数包括有效值、峰—峰值、平均值、最大值、最小值,可进行回归、滤波、增益、相位、上升/下降时间分析和计算,实现傅里叶变换和滤波器功能。

IsSpice 对 PSpice 做了改进,使之适用于时变网络,可开展开关电容网络的时域和频域分析。另外,IsSpice 算法也做了改进,引进了如电源步进算法、伪瞬态算法等算法,对改进收敛性问题起了不小的作用。

4.5 Saber

Saber 是美国 Synopsys 公司推出的适合复杂混合信号仿真的仿真软件,可以兼容模拟、数字、控制系统的混合仿

真,可用于电路、电力电子、电机工程、机械工程、电光学、光学和水利工程的系统仿真。

Saber 仿真器,或称 Saber 模拟混合信号仿真引擎,是系统的核心;SaberSketch 用于绘制电路图;SaberDesigner 用于对电路仿真,仿真结果在 SaberScope 和 DesignProbe 中查看。

Saber 特点如下:

(1) 分析功能完善,可进行直流分析 (直流工作点分析、直流扫描分析)、暂态分析、频域分析 (交流小信号分析、二端口分析)、温度分析、极零点分析、参数分析 (参数扫描分析、灵敏度分析)、蒙特卡罗分析、应力分析、傅里叶分析、噪声分析、失真分析等。

(2) 模块化和层次化,Saber 允许系统按功能模块分级设计,即顶层可以包含若干个按功能划分的子系统,各子系统又可以嵌套其他子系统,为大系统设计带来了方便。

(3) 模拟行为模型,对电路在实际应用中可能遇到的情况,如温度变化、各部件参数漂移等,进行仿真模拟。

(4) Saber 仿真模型库包括 UC、TI、Motorola、SGS-Tomson、Analog Device 公司等厂家的 30 000 多种元器件,提供上千种模板,可以随意设计所需要的器件模型。

(5) Saber 几乎可以使用所有的 Spice 模型,包括 PSpice、HSpice、Spice 2、Spice 3 等。

(6) Saber 支持的 MAST 语言,是 Analogy 公司开发的对物理部件建模的硬件描述语言,它结构化的描述方法使器件建模变得十分容易,还可以读取 C、C++ 及 Fortran 语言编写的器件模型。可以对电子 (数字或模拟)、机械、控制等不同类型的部件建模,实现混合仿真。

(7) Saber 提供 Multilevel 模型,可以混合使用行为级模型、Z 域模型、晶体管开关级模型等,支持分阶段仿真,从而有效地解决了仿真速度与仿真精度之间的矛盾。

(8) Saber 仿真模型可以用数学公式和控制关系表达式来描述,无需采用电子宏模型表达式,因此 Saber 可以对复杂的混合系统进行精确的仿真。

(9) PWM 器件属于数模混合类型的器件,Saber 采用单一内核的数模混合电路仿真技术,可以采用 PWM 器件建模和实时精确地仿真。

Saber 不支持离散系统的频域分析,以及状态方程的分析方法。

4.6 Tina Pro

Tina Pro 是匈牙利 Desighnswsoft 公司推出的模拟、数字电路混合仿真软件,有 20 多种不同语言的版本,包括中文版,其教育版含有 2 万多个分立或中规模集成电路器件,可用于电子电路的仿真与设计。

Tina Pro 具有直流分析、暂态分析、正弦稳态分析、傅里叶分析、温度扫描、参数扫描、最坏情况分析、蒙特卡罗分析、RF 分析、电路参数优化计算,并能绘制零极点图、相量图、耐奎斯图等,符号分析功能可以给出时域暂态过程表达式或频域传递函数表达式,支持 VHDL 语言。

Tina Pro 非常适合电子电路的教学,其特点是:

(1) 元器件封装理想化,切合书本的教学,电路图编辑器简便快捷。

(2) 提供了丰富的演示帮助,帮助初学者学习。

(3) 具有 8 种虚拟测量仪器,是极好的电类教学辅助工具。

(4) 可以与硬件设备 Tina-Lab (信号发生器和数据采集

器)连接,能将实时测量与实时仿真结果相对比。

(5) Tina Pro 的网络版可实现网络教学,教师可以在试卷平台上设计电路题目,设置电路故障,学生完成题目后,可通过网络提交。

(6) 与 Spice 软件兼容,能用 Spice 子电路创建新的 Tina Pro 元件。

(7) Tina Pro 产生的电路文件还可以直接输出至常见的 Protel、Tango、OrCAD 等印刷电路板软件。

4.7 PSIM

PSIM 是加拿大 Powersim 公司推出的电路级和系统级动态系统仿真软件,适用于电源、电机驱动和控制系统设计和仿真。系统由 PSIM schematic、PSIM Simulator、SIM-View 3 个基本模块组成。PSIM schematic 为原理图编辑模块,支持子电路功能,容易构建大型仿真系统;PSIM Simulator 仿真引擎采用高效算法,仿真速度快,计算收敛性好;SIMView 具有波形显示和波形处理等功能,提供了后处理函数,例如乘、加、减、平均、有效值计算等。

PSIM 其他模块:

(1) Motor Drive Module: 具有丰富的电机模型库,提供电机(直流电机、三相鼠笼感应电机、同步电机等)、电机负载、传感器(转矩、速度传感器等)模型等。

(2) Digital Control Module: 用于离散系统的 Z 域分析,分析数字控制闭环系统、数字滤波器,评估各种数字控制效果(截断误差、采样/保持延迟、计算延迟),分析结果易于用微处理器、DSP 实现。它包括延迟、Z 域传递函数、IIR 和 FIR 数字滤波器、离散积分器、复位离散积分器、离散微分器、量化、卷积、缓冲器、栈、向量阵列等模型。

(3) Thermal Module: 热计算模块,用于计算电子开关(二极管、IGBT、MOSFET 等)的损耗和热传导,可以输入器件参数,建立热平衡回路,计算温升。

(4) SimCoupler Module: PSIM 和 MATLAB/Simulink 协同仿真功能模块。SimCoupler 充分利用了 PSIM、MATLAB/Simulink 以及 MATLAB 工具箱,在 Matlab/Simulink 环境下,开展电力电子电路仿真变得容易。

(5) MagCoupler Module: PSIM 和 JMAG 的协同仿真模块。JMAG 是一个性能优良的电磁场计算软件,该软件采用有限元和边界元技术可以对各种电机内部的电磁场进行精确的分析。PSIM 和 JMAG 协同仿真时,电力电子电路和控制系统仿真在 PSIM 运行,而电机等其他磁性元件的仿真在 JMAG 进行。

(6) MagCoupler-RT Module: 提供 PSIM 和 JMAG-RT 数据文件的接口。在 JMAG 仿真提前运行时,其数据存储在数据文件中,PSIM 运行时,通过 MagCoupler-RT 直接访问 JMAG-RT 数据文件,这种方式可以提高 PSIM 的仿真速度。

4.8 MATLAB

在 20 世纪 70 年代,美国线性代数专家 Cleve Moler 博士利用特征值计算软件包 EISPACK 和线性代数软件包 LINPACK,开发了集命令、解释、科学计算于一身的交互式软件 MATLAB (Matrix Laboratory)。1983 年,John Little 与 Cleve Moler、Stev Bangert 合作,用 C 语言开发了第二代 MATLAB 专业版,增加了数据可视化功能。1984 年 MathWorks 公司成立,MATLAB 被推向市场,经过多年发展,MATLAB 已成为一个功能十分强大的工程计算及数值

分析软件,在数值分析软件市场占据了主导地位。

MATLAB 语言是一种以矩阵和数组为基本编程单元的语言,拥有完整控制语句、数据结构、函数编写与调用功能,用户只需简单地列出数学表达式,其结果便以数值或图形方式显示出来,在编程效率、可读性、可移植性方面,MATLAB 远胜于其他高级语言。

MATLAB 已经发展成为多学科、多种工作平台的功能强大的工程计算及数值分析软件,被认为是进行高效研究的首选软件工具。如美国 National Instruments 公司信号测量和分析软件 LabVIEW, Cadence 公司信号和通信分析设计软件 SPW, HP 公司的 VXI 硬件, TM 公司的 DSP, Gage 公司的各种硬卡、仪器,德国 dSPACE 公司的硬件在回路仿真系统,加拿大 Lyrtech 公司的 VHS-ADC 高速信号处理平台等,都以 MATLAB 为主要支撑。

MATLAB 不是专业的电路分析软件,但由于其卓越的数值计算能力和强大的图形功能,方便了研究人员编程分析电路问题,适宜于解决专业电路分析软件不能解决的特殊问题,或在专业电路分析软件完成初步分析后,再对分析数据进行后处理。

Simulink 是 MATLAB 软件的扩展,是一个图形化界面的动态系统建模和仿真软件包。Simulink 提供了基于模型化的图形输入用户接口,系统内建了一些按功能分类的基本系统模型,通过对这些基本模型的调用,将它们连接起来就可以构成所需要的系统模型。在仿真时,系统将模型转换为状态方程,进而进行仿真与分析。Simulink 简化了分析过程,使得用户可以把更多的精力投入到系统模型的构建上面,而非语言的编程上。

Simulink 模型库分为基本模型库 (Simulink) 和专用模型库两大类。Simulink 基本模型库有 10 余个,例如 Commonly Used Blocks (常用模型)、Continuous (连续模型)、Discontinuities (非连续系统)、Discrete (离散模型)、Math (数学模型)、Ports and Subsystems (端口和子系统)、Signals Routing (信号控制和处理)、Sinks (接收器)、Sources (输入信号) 等,专用模型库包括 Control System Toolbox (控制系统)、Neural Network Blockset (神经网络)、Power System Blockset (电力系统) 等。

Simulink 的电力系统模型集 (PowerSystems Blockset), 提供了信号源、电阻、电容、电感等基本电路元件和一些实际电路器件,可用于电路分析以及电力电子、电机系统仿真,此外,还有 Machines (电机类模型库)、Phasor Elements (无功补偿)、Extra Library (扩充模型)、Application Libraries (应用模型) 等 4 个模型库。

Simulink 具有建模灵活、具有丰富的专用模型库,可以开展大型混合系统仿真,更重要的是,Simulink 已成为众多混合仿真系统的支撑平台,在大型混合系统仿真应用中占有举足轻重的地位。

电路分析软件很多,除了上面介绍的 8 种软件外,还有美国 Avanti 公司的 Star-Hspice、美国 Silvaco International 公司的 SmartSpice、美国 Tanner Research 公司的 T-Spice Pro、美国 Mentor Graphics 公司的 Eldo、美国 Synopsys 公司的 HSPICE/NanoSim 和 COSMOS SE/LE、美国 Mentor Graphics 公司的 ADVance 和 CommLib、美国 Neolinear 公司的 NeoCell、美国 MyCAD 公司的 MyAnalog Station、美国 Silvaco International 公司的 Scholar、美国 TANNER 公司的 S-edit、美国 Cadence Design Systems 公司的 Cadence Analog Design Environment 和 PSpice NC Desktop 等,系统仿

真还有与 MATLAB/Simulink 齐名的美国 Elanix 公司的 SystemView 和美国 NI 公司的 LabView 等。

5 新型电路分析手段

目前,电路分析主要以软件仿真分析为主,先进的实时仿真系统由于其不菲的价格,其应用还局限于航空、航天、军事、雷达等特殊领域。分布式计算、智能计算是近代出现的新型计算技术,具有高速的并行计算能力,分布式计算具有资源共享的特性,智能计算则具有自学习、自适应等特点。由于新型计算技术、系统仿真理论的发展,电路分析和仿真必将呈现新的特性,在运算能力、资源共享、高速实时性等方面必将取得重大突破。

5.1 分布式计算技术

分布式计算是近年提出的一种新的计算技术,它将一些需要计算的大型问题分解成许多部分,并分配给网络上的多个计算机并行处理,计算机间共享信息,最后把这些计算结果综合起来得到最终结果。分布式计算的实质就是利用网络,组成一台虚拟的超级计算机,完成单台计算机无法完成的超大规模问题的求解。

分布式计算具有以下几个特点:

- (1) 稀有资源可以共享。
- (2) 通过分布式计算可以在多台计算机上平衡计算负载。
- (3) 可以把程序放在最适合运行的计算机上。

其中,共享稀有资源和平衡负载是计算机分布式计算的核心思想之一。

分布式计算研究主要集中在分布式操作系统和分布式计算环境两个方面,典型的分布式计算技术有网格计算、移动 Agent、对等计算、Web 服务、公用计算、中间件等技术。

5.1.1 Web 服务

Web 服务 (Web service) 是近几年由 W3C 公司提出的一种分布式计算技术,是对象/组件技术在 Internet 中的延伸,结合了以组件为基础的开发模式以及 Web 的出色性能。Web 服务和组件一样,具有黑匣子的功能,但又与传统的组件技术不同,Web 服务可以把不同平台开发的不同类型的功能块集成在一起,并使之能够相互操作。Web 服务被认为是下一代分布式系统开发的模型,得到了工业界的广泛支持,许多著名的公司已推出了支持 Web 服务开发的集成环境,如 IBM 公司的 Webspher、Microsoft 公司的 .NET、BEA 公司的 Weblogic、SunSoft 公司的 SUN ONE 等。

5.1.2 网格计算

网格计算 (Grid Computing) 是将网络中的计算机资源,包括硬件资源 (CPU、存储器、远程设备)、软件、信息资源,通过 Internet 组成充分共享的资源集成,从而完成各种大规模的、复杂的计算和数据处理的任

务。网格计算的概念起源于 20 世纪 90 年代中期,发展非常迅速,数据网格、服务网格、计算网格等各种网格系统在全球范围内得到广泛的研究和实

施。到了越来越多著名公司的支持,如 IBM、SUN、Microsoft、HP 公司等纷纷宣布自己的网格研究计划。

5.1.3 对等计算

对等计算又称 P2P (Peer-to-Peer) 计算,源于一种通信模式,它把 C/S 与 B/S 系统中的角色一体化,引导网络计算模式从集中式向分布式偏移,也就是说网络应用的核心从中央服务器向网络边缘的终端设备扩散,通过服务器与服务器、服务器与 PC 机、PC 机与 PC 机、PC 机与 WAP 手机等两者之间的直接交换达成计算机资源共享。目前,已经产生了一大批具有一定影响的产品和技术,如 Microsoft 公司的分布式文件系统 Farsite、文件交换软件 Napster、Gnutella 公司的信息检索软件 Infrasearch、Intel 公司的协同计算软件 Netbatch、桌面协作软件 Groove 等。

5.1.4 公用计算

公用计算 (Utility Computing) 也称为效用计算、便利计算。这是一种照单点菜式的计算新模型,它将分布在各个位置的静态计算孤岛连接在一起,将应用程序映射和调度到服务器上,供用户使用,并可以记录用户使用的时间和应付的费用。公用计算时代,计算力就像自来水、电力一样,成为最普通不过的东西,而企业则更加注重自己的业务,不是去关心 IT 构架。公用计算更多意义上是一种变换的商业模式,目前提供这类服务的有 SunSoft 公司的 NI 项目、IBM 公司的 eLiza 等。

5.1.5 移动 Agent

20 世纪 90 年代初,General Magic 公司提出了移动 Agent (Mobile Agent) 的概念,即一个能在异构网络环境中自主地从一台主机迁移到另一台主机,并可与其他 Agent 或资源交互的软件实体。移动 Agent 除了具有自治性、响应性、主动性和推理性外,还具有移动性。由于移动 Agent 可以在异构的软、硬件网络环境中自由移动,因此能有效地降低分布式计算中的网络负载,提高通信效率,动态适应变化的网络环境,并具有很好的安全性和容错能力。目前,移动 Agent 的研究已取得了一些成就,如 Open Group 公司的 MOA、Stuttgart 大学的 Mole、Ochanomizu 大学的 MobileSpaces 等。

目前,我国将形成规模巨大的全国性互联电网,大型互联的复杂的电力系统对电信架构、控制技术、控制策略,以及如何避免和控制大型灾难性故障等方面提出了更高的要求,需要进行跨越电力网络边界和服务于电力系统的安全分布式计算,而基于网格计算技术的系统平台正与此对应。网格计算必然成为解决电力系统计算问题的最有效手段之一,将对电力系统的安全稳定和经济运行产生深远影响。

采用网格计算的电力系统新型计算模式,将具有以下特点:

- (1) 将分布在不同地点的超级计算机用高速网络连接起来,形成高性能的计算平台,对动态分布的海量数据进行整合处理,再利用网格技术超级计算能力进行实时仿真,可较好地解决电力系统实时性问题。

- (2) 网格技术将现有的硬件、软件资源集成到统一的平台上,各种资源充分协调工作,从而提高资源利用率。

对于现代电路,随着电路规模的扩大和对仿真性能的要求的提高,分布式计算模式同样有着巨大的应用潜力。例如,资源共享的特性,使得我们更方便地利用新型器件模型资源;相对独立的电路子系统,可融入大型混合系统的仿真。

5.2 计算智能

计算智能 (Computational Intelligence), 广义地讲就是借鉴仿生学思想, 基于生物体系的生物进化、细胞免疫、神经网络等某些机制, 用数学语言抽象描述的计算方法, 是一门涉及物理学、数学、生理学、心理学、神经科学、计算机科学和智能技术等交叉学科, 具有并行性、自适应性、自学习性的特点。

目前计算智能可分为 5 种基本类型:

- (1) 适用处理不确定信息的模糊数学和粗集理论。
- (2) 再现人类某些智能行为的神经网络。
- (3) 以模拟生物进化规律为特征的进化算法。
- (4) 以免疫操作为基本特征的免疫算法。
- (5) 以 DNA 复制为基本特征的 DNA 计算。

计算智能在电路分析、故障诊断、智能控制、系统仿真等领域得到了成功应用, 其中, 人工神经网络的研究和应用更为成熟, 有较多在自适应 IIR 滤波器、信号检测、有源电力滤波器等领域应用的报道, 由于其并行计算特点, 系统具有很好的动态特性。下面以人工神经网络为例, 介绍其概念和应用原理。

人工神经网络 (Artificial Neural Networks, ANN), 是模仿和延伸人脑智能、思维、意识等功能的非线性自适应动力学系统。神经网络所具有的学习算法能使其对事物和环境具有很强的自学习、自适应和自组织能力, 它的知识积累是自动的、无瓶颈效应存在。神经网络信息处理系统可以模仿人脑处理不完整的、不准确的, 甚至非常模糊的信息, 并能联想记忆, 从部分信息中获得全部信息。

人工神经网络在电路诊断领域已得到成功应用。例如, 将人工神经网络应用于电力电子电路的故障诊断, 其基本原理是, 利用神经网络的学习能力, 使故障波形与故障原因之间的关系通过神经网络的学习后保存在其结构和权中, 然后将学习好的神经网络用于故障诊断, 神经网络就可通过对当前电压或电流波形的分析, 得出故障原因, 从而实现故障的自动诊断。

5.3 混合仿真技术

混合仿真技术是随着现代电子系统的发展及在多学科领域的应用而新兴的系统混合仿真技术, 例如, 有在多学科交叉的混合仿真技术 (电路与机械的混合仿真、电路与光学的混合仿真、电路与热分布的混合仿真、电与磁的混合仿真等), 不同分析域的混合仿真技术 (时域、频域和离散时域的混合), 不同层次的混合仿真 (开关级、门级、功能级、寄存器传输级、行为级的混合), 不同模式的混合仿真 (数字电路、模拟电路、数字信号处理器的混合), 数字仿真模型与硬件系统的联合仿真 (实时仿真) 等。

(1) 微机电系统建模与仿真。微机电系统 (MEMS) 是将微机械和微电子器件集成于同一芯片所构成的系统, 在单个或多个衬底上集成各类传感器、动作器、机械结构以及相应的信号处理和电路, 其尺寸从微米级到毫米级, 具有批量生产、成本低、易于电路集成制作等优点, 在航空航天、生物工程、医疗、通信、光学上有巨大的应用前景, 被认为 21 世纪可以带来新技术革命的技术。

MEMS 建模仿真与传统的宏观尺寸机械或电子系统的建模与仿真存在很大差别, 主要有掩模设计与模拟、制造工艺模拟、器件性能模拟、材料特性模拟与检测、电子封装模拟、系统级模拟等。在 MEMS 中, 往往包含多个 MEMS 器

件, 因此需要建立宏模型, 将 MEMS 器件与电路一起进行系统级的仿真。用等效电路法 (又称节点分析法) 建立宏模型是基于电路和机械系统的相似性, 通过寻找一个等效电路, 使此电路仿真和表征器件特性的一组常微分方程相同, 再利用模拟电路求解工具 SPICE 求解。

ANSYS 具有实现多场耦合分析的功能, 能够实现前后处理、分析求解及多场分析, 具有多物理性、耦合分析、子模型化和优化的特点, 适合于 MEMS 器件的仿真分析。ANASYS 已经在多种先进的 MEMS 器件开发中得到成功应用, 例如, Colibri Pro Development AB 公司成功开发了 MEMS 陀螺, 用于高级汽车的悬挂控制、传感器、导航系统。

(2) 实时仿真技术。一个复杂的动力学系统通常由许多具有不同功能和运动特性的子系统组成, 当对它们进行实时仿真时, 常常一部分子系统由实物组成, 另一部分子系统则由数学模型来代替, 并通过在计算机上建立实时数字仿真模型来实现, 由它们组成一个完整的实时数字仿真模型并模拟实际系统运行。实时仿真技术工程应用主要有两种形式: 实时快速控制原型 (Rapid Control Prototype, RCP) 和硬件在回路仿真 (Hardware In the Loop Simulation, HILS) (也称半实物仿真)。

快速控制原型: 在开发的初期阶段, 需要快速地建立控制对象原型及控制器模型, 并对整个控制系统进行多次离线的、在线的试验, 来验证控制系统的可行性, 这个过程称为快速控制原型。

半实物仿真: 当新型控制系统设计结束, 需要对其进行详细测试, 但由于种种原因, 使测试难以进行。半实物仿真作为替代真实环境或设备的一种典型方法, 既提高了仿真的逼真性, 又解决了以前存在于系统中的许多复杂建模难题。

实时仿真技术在航空航天、军事、机器人、汽车、工业等领域得到广泛应用, 例如导弹制导、火箭控制、卫星姿态控制等, 在缩短开发周期和降低成本方面起到了重要作用。从某种角度上讲, 一个国家的实时仿真技术的发展水平也代表其整体的科技实力。目前, 适宜于实时仿真应用的平台有德国 dSPACE 公司的 dSPACE、德国 ETAS 公司的 ASCET-SD、美国 iLOGIX 公司的 Rhapsody、美国 Visual Solutions 公司的 VisSim、加拿大 Lyrtech 公司的 VHS-ADC、美国 ADI 公司的 SIMsystem 等, 在集成开发环境方面, 各开发系统主要采用 MATLAB、Systemview、LabVIEW 等。

实时仿真技术在电气工程领域有着广泛应用。用户可以用实时仿真技术构建系统应用环境, 对电路系统进行全面分析和测试; 可以分解大型的电路系统为一些子系统, 构建子系统仿真模型, 在实时仿真通过后再制作相应的实际系统, 也可以对暂不研究的子系统以仿真模型来模拟。在电力系统电磁暂态仿真领域, 具代表性的实时数字仿真系统有加拿大 Manitoba 高压直流研究中心研制的 RTDS、法国电力公司的 ARENE、加拿大 HYDRO-QUEBEC 公司的 Hyper-sim 等, 在电力电子装置的控制、电机控制、汽车电子等领域, 实时仿真技术也有相当多的应用报道。下面简单介绍 dSPACE 系统。

德国 dSPACE 公司开发的 dSPACE 是最早支持 MATLAB/Simulink 的控制系统开发及测试的工作平台, 拥有高速计算能力和方便易用的实现代码生成/下载和试验/调试的软件环境, 为 HILS 和 RCP 应用提供了一个协调统一的一体化解决途径。dSPACE 是国际上流行的、具有代表性的实时快速控制原型设计、半实物仿真、自动产品代码级生成、

虚拟系统测试系统，拥有较大的市场份额。

dSPACE 标准组件系统以 DS1005 板为核心，CPU 采用了 IBM 公司的 PowerPC750FX，具有 32 位 PHS 总线接口，实时性强、可靠性高、扩充性好，允许用户根据需求组建用户系统，拥有单板系统及组件系统以及众多的 I/O 接口板，可以满足大多数工程应用。

dSPACE 仿真流程如图 2.11-6 所示。



图 2.11-6 dSPACE 开发流程

参 考 文 献

- [1] 中国大百科全书编委会. 中国大百科全书: 电工卷. 北京: 中国大百科全书出版社, 1992.
- [2] 电机工程手册编辑委员会. 电机工程手册. 2 版. 北京: 机械工业出版社, 1997.
- [3] C. A 狄苏尔, 葛守仁. 电路基本理论. 林争辉, 译. 北京: 人民教育出版社, 1979.
- [4] M. L 德陶佐, 等. 系统、网络与计算: 基本概念. 江缉光等, 译. 北京: 人民教育出版社, 1978.
- [5] 林争辉. 电路理论. 第 1 卷. 北京: 高等教育出版社, 1988.
- [6] 江缉光. 电路原理. 第 1 卷. 北京: 清华大学出版社, 1996.
- [7] 肖达川. 线性与非线性电路. 北京: 科学出版社, 1992.
- [8] 邱关源. 普通高等教育“九五”国家级重点教材: 电路. 4 版. 北京: 高等教育出版社, 1999.
- [9] 李瀚苏. 高等学校教材: 简明电路分析基础. 北京: 高等教育出版社, 2002.
- [10] 周守昌. 面向 21 世纪课程教材高等学校教材: 电路原理. 北京: 高等教育出版社, 2004.
- [11] 陈希有. 普通高等教育“十五”国家级规划教材: 电路理论基础. 3 版. 北京: 高等教育出版社, 2004.
- [12] A. Agarwal and J. Lang. Foundations of Analog and Digital Electronic Circuits. USA: Morgan Kaufmann, 2005.
- [13] Charles K. Alexander, Matthew N. O. Sadiku. Fundamentals of Electric Circuits. USA: McGraw-Hill, Inc., 2000.
- [14] 蔡锦福. 运算放大器原理与应用. 北京: 科学出版社, 2005.
- [15] 夏承铨. 非线性电路. 北京: 人民邮电出版社, 1986.
- [16] 蔡少棠. 非线性电路理论. 肖达川, 译. 北京: 人民教育出版社, 1981.
- [17] 高金峰. 非线性电路与混沌. 北京: 科学出版, 2005.
- [18] 张芷芬, 李承治, 郑志明, 李伟固. 向量场的分岔理论基础. 北京: 高等教育出版社, 1997.
- [19] 王高雄, 周之铭, 朱思铭, 王寿松. 高等学校教材: 常微分方程. 2 版. 北京: 高等教育出版社, 1994.
- [20] 丁同仁, 李承治. 常微分方程. 北京: 高等教育出版社, 1998.
- [21] 肖达川, 陆文娟. 线性时变电路原理简介. 北京: 高等教育出版社, 1989.
- [22] 邱关源. 研究生教学用书: 现代电路理论. 北京: 高等教育出版社, 2001.
- [23] 吴宁. 电网络分析与综合. 北京: 科学出版社, 2003.
- [24] J. 瓦拉赫, k. 辛格尔. 电路分析和设计的计算机方法. 汪惠, 李普成, 等, 译. 北京: 科学出版社, 1992.
- [25] 汪惠, 王志华. 电子电路的计算机辅助分析与设计方法. 北京: 清华大学出版社, 1996.
- [26] 叶金官. 电路的计算机辅助分析. 北京: 高等教育出版社, 1983.
- [27] 洪先龙, 孙家广, 等. 计算机辅助电路分析: 算法和软件技术. 北京: 清华大学出版社, 1982.
- [28] 俞大光. 高等学校教材: 电工基础. 修订本. 北京: 高等教育出版社, 1964.
- [29] 江泽佳. 电路原理. 2 版. 北京: 高等教育出版社, 1985.
- [30] Attia, John Okyere. Electronics and Circuit Analysis using MATLAB. CRC Press Inc., 2004.
- [31] 薛定宇, 陈阳泉. 基于 MATLAB/Simulink 的系统仿真技术与应用. 北京: 清华大学出版社, 2002.
- [32] 宁葵, 严毅. 分布式计算技术发展研究. 微机发展, 2004, 14(8): 14-16.
- [33] 张步涵, 方华亮, 毛承雄, 陆继明. 电力系统的新计算模式——网络计算. 水电能源科学, 2005, 23(3): 5-8.
- [34] 蔡广林, 韦化. 网络计算及其在电力系统应用初探. 继电器, 2005, 33(19): 70-74.
- [35] 周晓峰, 王志坚. 分布式计算技术综述. 计算机时代, 2004, 12: 3-10.
- [36] Multisim™ 8 Simulation and Capture Educators Manual. National Instruments Inc., 2005.
- [37] 徐炎冰, 范真, 丁建宁. MEMS 模拟仿真研究和发展现状. 现代制造工程, 2004, (12): 116-118.

第3篇 电磁兼容基础

主编单位：华北电力大学

清华大学

中国电力科学研究院

国网电力科学研究院

主 编：崔 翔 何金良 邬 雄 陆家榆

编写人员（以拼音字母顺序排列）：

崔 翔(华北电力大学)

何金良(清华大学)

李 琳(华北电力大学)

卢铁兵(华北电力大学)

万保权(国网电力科学研究院)

王 勤(国网电力科学研究院)

邬 雄(国网电力科学研究院)

张广州(国网电力科学研究院)

张卫东(华北电力大学)

赵志斌(华北电力大学)

第1章 电磁兼容的基本概念

本章概述了电磁兼容的基本概念,给出了电磁兼容性定义,对电磁兼容学科的基本术语和测量单位进行了阐述,简述了电磁干扰的主要危害以及电磁兼容学科的研究领域、学科特点和发展历史。

1 电磁兼容性定义

电磁兼容一词,源于英语 electromagnetic compatibility,按直译应为电磁兼容性。国家标准 GB/T 4365—1995 制定工作组经过认真讨论达到如下共识:electromagnetic compatibility 一词,对一门学科、一个领域、一个工业或技术范围来讲,应译为“电磁兼容”,以便反映整体一个领域,而不仅仅是一项技术指标;而对于设备、分系统、系统的性能参数来说,则应译为“电磁兼容性”。根据这一共识,GB/T 4365—1995 的标准名称为《电磁兼容术语》;而该标准内的词条则用“电磁兼容性”。

为了了解电磁兼容这一领域,应首先对其定义有个清楚的了解。电磁兼容也像其他学科一样,其定义有一些不同的叙述方式,但都反应了同一个基本事实,仅用词不同而已。

GB/T 4365—1995《电磁兼容术语》对电磁兼容所下的定义为:“设备或系统在其电磁环境中能正常工作且不对该环境中任何事物构成不能承受的电磁骚扰的能力”。该标准等同采用 IEC60050(161)。

国家军用标准 GJB 72—1985《电磁干扰与电磁兼容性名词术语》的定义为:“设备(分系统、系统)在共同的电磁环境中能一起执行各自的功能的共存状态。即该设备不会由于受到处于同一电磁环境中其他设备的电磁发射导致或遭受不允许的降级;它也不会使同一电磁环境中其他设备(系统、分系统)因受其电磁发射而导致或遭受不允许的降级”。

下列定义在阐明电磁兼容方面也有其特色:“电磁兼容是研究在有限的人间、有限的时间、有限的频谱资源条件下,各种用电设备(分系统、系统,广义的还包括生物体)可以共存并不致引起降级的一门科学”。

在以上的各定义中,都涉及电磁环境这一概念。实际上,电磁环境是由空间、时间、频谱三个要素组成的,所有需要解决的电磁兼容问题都脱离不开这三个要素。现以一个航空母舰为例进行说明。首先,空间的位置是有限的,如美国尼米兹(NIMITZ)航空母舰长 332.9m、宽 48m,在这样一个空间内,甲板上下需要装设各种收、发信机数十部,各种天线数十副,还有其他的各种用电设备。其次是时间,全天 24h,所有的设备与分系统都需要在这些时间内工作;作战时,几乎所有的设备都进入工作状态。在频谱方面,现在由国际电联(ITU)已经规划的可以利用的无线电频谱在 10kHz~400GHz 之间,频率再低则进入声频,而再高则进入光波,任何一种无线电业务都脱离不开这一频谱范围。实际上,要解决电磁兼容问题,离不开空间、时间、频谱这三要素。这也就是我们所说的电磁环境。

对于上述的电磁兼容定义,无论文字如何表达,都反映了这样一个基本事实,即在共同的电磁环境中,任何设备、

分系统、系统都应该不受干扰并且不干扰其他设备。

2 基本名词术语和测量单位

2.1 基本名词术语

本节对名词术语的定义(即引号内的部分)引自 GB/T 4365—1995,并给出了必要的补充解释。这里引入了发射、降级、电磁骚扰、电磁干扰等术语,只有对这些术语的含义十分清楚,才能深入理解电磁兼容的含义。此外,本节将给出一些为理解各章节内容所需的最基本的术语。

2.1.1 电磁兼容/EMC-electromagnetic compatibility

“设备或系统在其电磁环境中能正常工作且不对该环境中任何事物构成不能承受的电磁骚扰的能力”。

2.1.2 (电磁)发射/(electromagnetic) emission

“从源向外发出电磁能的现象”。

在此“发射”与通信工程学中常用的“发射”含义并不完全相同。电磁兼容中的发射既包含传导发射,也包括辐射发射,而通信中的发射主要指辐射发射;电磁兼容中的发射常常是无意的,因而常常并不存在有意制作的发射部分,一些本来做其他用途的部件(如电线、电缆等)充当了发射的角色,而通信中则是由无线发射台产生并精心设计与制作发射部件(如天线、探头等)。通信中的发射也使用 emission,但更多的是使用 transmission。

2.1.3 (性能)降低/degradation(of performance)

“装置、设备或系统的工作性能与正常性能的非期望偏离”。

应注意,此种非期望偏离(指向坏的方向偏离)并不意味着一定会被使用者觉察,但也应视为性能降低。举例说明如下:一个接收灵敏度指标为 $1\mu\text{V}$ 的手机,在可以使天线终端(即接收机输入端)获得 $10\mu\text{V}$ 的有用信号场中工作,显然,此时手机工作正常。若由于某种电磁干扰(例如大干扰信号阻塞)使该手机的灵敏度坏至 $5\mu\text{V}$,此时应视为该机工作性能已降低,但使用者并不会觉察到通信质量下降。因其工作地点的场强足够强,使送至接收机的信号($10\mu\text{V}$)仍大于已受干扰的、灵敏度已下降的接收机的要求($5\mu\text{V}$)。

2.1.4 电磁骚扰/electromagnetic disturbance

“任何可能引起装置、设备或系统性能降低或对有生命或无生命物质产生损害作用的电磁现象。注:电磁骚扰可能是电磁噪声、无用信号或传播媒介自身的变化”。

2.1.5 电磁干扰/electromagnetic interference

“电磁骚扰引起的设备、传输通道或系统性能的下降”。

由以上两个术语可见:电磁骚扰仅仅是电磁现象,即指客观存在的一种物理现象,它可以引起降级或损害,但不一定已经形成后果;而电磁干扰是由电磁骚扰引起的后果。过去在术语上并未将物理现象与其造成的后果划分明确,统称为干扰(interference)。只是进入 20 世纪 90 年代,IEC50(161)于 1990 年发布后,才明确引入了 disturbance 这一术语,为了与过去惯用的干扰一词明确分开,中译文称为“骚扰”。这一文件还扩大了电磁骚扰的范畴,过去称为电磁干

扰的仅指电磁噪声，现在电磁骚扰还包括了无用信号。例如：对于受寻呼台干扰的电视频道而言，该寻呼台信号对寻呼系统是有用信号，但对被干扰的电视频道则为无用信号。此外，电磁骚扰还包括传播媒介自身的变化，这属于无源骚扰。例如：对短波通信电离层的变化；对微波通信空气中雨、雾的影响等。

2.1.6 电磁噪声/electromagnetic noise

“一种明显不传送信息的时变电磁现象，它可能与有用信号叠加或组合”。

以上各条术语中，使用了“电磁”一词，在 GB/T 4365—1995 中还有一些术语带有“无线电(频率)/radio(frequency)”一词，例如“无线电(频率)噪声”、“无线电(频率)干扰”、“无线电(频率)骚扰”等。两者的差别主要在频率范围。一般可以认为无线电频率从 10kHz 开始向上。而“电磁”现象则包括所有的频率，除包括无线电频率之外，还包括所有的低频(包括直流)电磁现象。

2.1.7 电磁环境/electromagnetic environment

“存在于给定场所的所有电磁现象的总和”。

“给定场所”即“空间”；“所有电磁现象”包括了全部“时间”与全部“频谱”。

2.1.8 无用信号/unwanted signal, undesired signal

“可能损害有用信号接收的信号”。

2.1.9 干扰信号 interfering signal

“损害有用信号接收的信号”。

比较以上两条术语可见，差别仅在于无用信号是“可能损害……”，而干扰信号是“损害……”。表明无用信号在某些条件下还是有用的无害的；而干扰信号任何情况下都是有害的。此外，过去认为“干扰”与“信号”是一个独立面，信号是有用的，干扰是有害的。但根据新的国家标准可见，信号可以是有用的，也可以是无用的；可以是无害的，也可能是有害的。取决于它的定语。

2.1.10 (对骚扰的)抗扰度/immunity(to a disturbance)

“装置、设备或系统面临电磁骚扰不降低运行性能的能力”。

2.1.11 (电磁)敏感性^①/EMS-(electromagnetic) susceptibility

在存在电磁骚扰的情况下，装置、设备或系统不能避免性能降低的能力。

实际上，抗扰度与敏感性反应的都是装置、设备或系统的抗干扰的能力，仅仅是从不同的角度而言。结合下面的术语“抗扰度电平”将会理解更清楚。在国际与国内，军用标准体系常用敏感性这一术语；而民用标准体系惯用抗扰度一词。

2.1.12 (时变量的)电平/level(of time varying quantity)

“用规定方式在规定时间间隔内求得的诸如功率或场参数等时变量的平均值或加权值。电平可用对数来表示，例如相对某一参考值的分贝数”。

Level 一词，在强电领域习惯译为“水平”。

2.1.13 骚扰限值(允许值)/limit of disturbance

“对应于规定测量方法的最大电磁骚扰允许电平”。

限值是人为制定的一个电平，在规定限值时一定要规定测量方法。“允许值”一词是我国过去对 limit 一词的译法。按国家标准，应首选“限值”这一译名。

2.1.14 干扰限值(允许值)/limit of interference

“电磁骚扰使装置、设备或系统最大允许的性能降低”。

干扰限值是性能降低的指标，而不是电磁现象的指标。

2.1.15 (电磁)兼容电平/(electromagnetic) compatibility level

“预期加在工作于指定条件的装置、设备或系统上规定的最大电磁骚扰电平。实际上电磁兼容电平并非绝对最大值，而可能以小概率超出”。

2.1.16 (骚扰源的)发射电平/emission level(of a disturbance source)

“用规定的方法测得的由特定装置、设备或系统发射的某给定电磁骚扰电平”。

所谓“特定装置……”是指根据 particular 一词译出的，实际上是指“某一个”的意思。“某给定电磁骚扰”指的是某种电磁现象的量，如功率、电压、场强等，也包括频率在内。

2.1.17 (来自骚扰源的)发射限值/emission limit(from a disturbance source)

“规定电磁骚扰源的最大发射电平”。

此术语应按其解释去理解，也就是说，是人为规定的，而不是骚扰源本身的特性。所以，此术语中的“来自”二字不应译出。

2.1.18 发射裕量/emission margin

“装置、设备或系统的电磁兼容电平与发射限值之间的差值”。

2.1.19 抗扰度电平/immunity level

“将某给定的电磁骚扰施加于某一装置、设备或系统而其功能正常工作并保持所需性能等级时的最大骚扰电平”。

也就是说：超过此电平，该装置、设备或系统就会出现性能降低。而敏感性电平，是指刚刚开始出现性能降低的电平。所以对某一装置、设备或系统而言，抗扰性电平与敏感性电平是同一个数值。

2.1.20 抗扰度限值/immunity limit

“规定的最小抗扰度电平”。

“限值”是人为规定的参数，而“电平”是装置、设备或系统本身的特性。

2.1.21 抗扰度裕量/immunity margin

“装置、设备或系统的抗扰度限值与电磁兼容电平之间的差值”。

2.1.22 (电磁)兼容裕量/(electromagnetic) compatibility margin

“装置、设备或系统的抗扰度限值与骚扰源的发射限值之间的差值”。

为了理解上述几个术语之间的关系，将各个值绘出，如图 3.1-1 及图 3.1-2 所示。

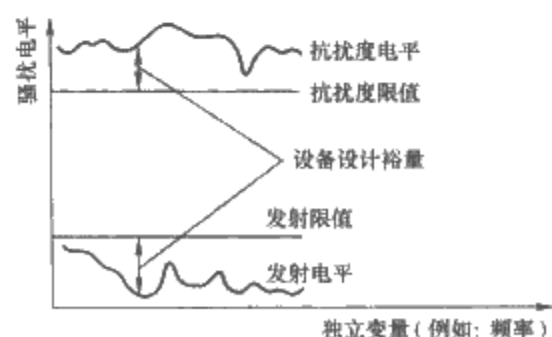


图 3.1-1 发射设备、敏感设备的限值与电平独立变量(例如:频率)之间的关系

① 敏感性与抗扰度的关系是：敏感性高，抗扰度低。

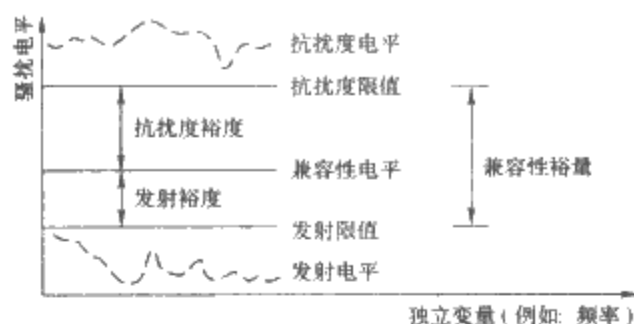


图 3.1-2 发射/抗扰度限值、兼容性电平、发射电平和敏感设备的电平与独立变量（例如：频率）之间的关系

2.1.23 骚扰抑制/disturbance suppression

“削弱或消除电磁骚扰的措施”。

骚扰抑制是加于电磁发射器(源)上的措施。

2.1.24 干扰抑制/interference suppression

“削弱或消除电磁干扰的措施”。

干扰抑制是加于敏感设备(被干扰对象)上的措施。

GB/T 4365—1995 共收入 176 个词条，本节仅将其中共性的、定义不易理解的、容易混淆的列出 23 条，加上第 1 节的“电磁兼容”共 24 条。有些重要的术语结合本书以后的章节讲述可能更利于理解。其余的词条，可以通过阅读 GB/T 4365—1995 文本，是容易正确理解的。

2.2 测量单位

在电磁兼容测量中常用不同的量纲，单位也不尽相同。分述如下：

2.2.1 功率

功率的基本单位为瓦特，简称瓦(W)。为了表示宽的量程范围，常常引用两个相同量比值的常用对数，以“贝尔”(B)为单位。对于功率则为

$$P_B = \log \frac{P_2}{P_1} \quad (3.1-1)$$

一般贝尔是个较大的值。为了使用方便，采用贝尔的 1/10，即分贝(dB)为单位，即

$$P_{dB} = 10 \log \frac{P_2}{P_1} \quad (3.1-2)$$

式中， P_2 与 P_1 应采用相同的单位。应该明确 dB 仅为两个量的比值，是无量纲的。随着 dB 表示式中的参考量[例如式(3.1-2)中的 P_1]的单位不同，dB 在形式上也可带有某种量纲。如 P_1 为 1W， $\frac{P_2}{P_1}$ 是相对于 1W 的比值，即以 1W 为 0dB。此时，是以带有功率量纲的 dB 表示 P_2 ，则

$$P_{dBW} = 10 \log \frac{P_W}{1W} \quad (3.1-3)$$

若以 1mW 为 0dB，则此时的 P_2 亦应以 mW 为单位，则表示式为

$$P_{dBmW} = 10 \log \frac{P_{mW}}{1mW} \quad (3.1-4)$$

显然

$$0dBmW = -30dBW \quad (3.1-5)$$

在实际工程中，频谱分析仪常以分贝毫瓦(dBmW)表示其输入电平。

2.2.2 电压

电压的基本单位为伏特，简称伏(V)。对于纯阻性负载

$$P = \frac{U^2}{R}$$

式中： P 为功率，W； R 为电阻， Ω ； U 为电阻 R 上的电

压，V。若以分贝(dB)表示，可写为

$$P_{dBW} = 10 \log \frac{P_2}{P_1} = 10 \log \frac{U_2^2/R_2}{U_1^2/R_1} = 20 \log \frac{U_2}{U_1} - 10 \log \frac{R_2}{R_1} \quad (3.1-6)$$

式中：右端的第一项即为电压的分贝值。在电磁兼容领域，常用 μV 为单位，此时 $U_1 = 1\mu V$ ，即 dB μV 以 1 μV 为 0dB。

$$U_{dB\mu V} = 20 \log \frac{U_2}{U_1} = 20 \log \frac{U_{\mu V}}{1} \quad (3.1-7)$$

式中： $U_{\mu V}$ 为以 μV 为单位的电压值。显然

$$0dB\mu V = -120dBV \quad (3.1-8)$$

由式(3.1-6)推导 dB μV 与 dBmW 之间的关系为

$$P_{dBmW} - 30 = U_{dB\mu V} - 120 - 10 \log \frac{R_0}{1} \quad (3.1-9)$$

式中： R_0 为以 Ω 为单位的电阻值。

对于 50 Ω 的系统，则有

$$P_{dBmW} = U_{dB\mu V} - 120 - 16.99 + 30 = U_{dB\mu V} - 107dB \quad (3.1-10)$$

式(3.1-10)是经常使用的公式。

2.2.3 电流

电流的基本单位为安培，简称安(A)。电流也常以 dB μA 为单位，即

$$I_{dB\mu A} = 20 \log \frac{I_2}{I_1} = 20 \log \frac{I_{\mu A}}{1\mu A} \quad (3.1-11)$$

式中： $I_{\mu A}$ 为以 μA 为单位的电流。

2.2.4 功率密度

工程中，有时还用空间的电磁功率面功率密度来表示电磁场的强度，尤其是在微波波段，测量功率密度更容易。功率密度的基本单位为瓦特/平方米，简称瓦/平方米(W/m²)。常用的单位为 mW/cm² 或 $\mu W/cm^2$ 。两个单位之间的关系为

$$S_{W/m^2} = 10 S_{mW/cm^2} = 0.01 S_{\mu W/cm^2} \quad (3.1-12)$$

除需要进行场强换算外，一般功率密度不再转换为分贝形式。如需要转换时，式(3.1-12)可以按下式转换，即

$$S_{dB(W/m^2)} = S_{dB(mW/cm^2)} + 10dB = S_{dB(\mu W/cm^2)} - 20dB \quad (3.1-13)$$

已知功率密度与电场强度和磁场强度之间的关系为

$$S = E \times H \quad (3.1-14)$$

式中： E 为电场强度，V/m； H 为磁场强度，A/m。如果定义空间的波阻抗为

$$Z = \frac{|E|}{|H|} \quad (3.1-15)$$

显然， Z 的基本单位为欧姆(Ω)。式(3.1-14)和式(3.1-15)适用于空间的任意场点，包括远场与近场。但对于满足远场条件的平面波而言，自由空间的波阻抗 $Z_0 = 120(\pi\Omega)$ 。式(3.1-14)成为

$$S = \frac{E^2}{Z_0} \quad (3.1-16)$$

转化为分贝为

$$10 \log S_{W/m^2} = 20 \log E_{V/m} - 10 \log 20\pi$$

即

$$S_{dB(W/m^2)} = E_{dB(V/m)} - 25.8dB \quad (3.1-17)$$

同理，如果功率密度采用 dB(mW/cm²)、电场强度采用 dB($\mu V/m$)，对于远场平面波有

$$S_{dB(mW/cm^2)} = E_{dB(\mu V/m)} - 155.8dB \quad (3.1-18)$$

$$S_{dB(mW/cm^2)} = E_{dB(\mu V/m)} - 125.8dB \quad (3.1-19)$$

如果不使用分贝单位，由式(3.1-17)，式(3.1-18)和式

(3.1-19)可分别写为

$$S_{mW/cm^2} = \frac{(E_{\mu V/m})^2}{120\pi} \times 10^{-13} \quad (3.1-20)$$

$$S_{pW/cm^2} = \frac{(E_{\mu V/m})^2}{120\pi} \times 10^{-10} \quad (3.1-21)$$

2.2.5 磁场强度

磁场强度的基本单位为安培/米,简称安/米(A/m)。根据式(3.1-15),可得出磁场强度为

$$H_{A/m} = \frac{E_{V/m}}{Z_0} \quad (3.1-22)$$

$$H_{\mu A/m} = \frac{E_{\mu V/m}}{Z_0} \quad (3.1-23)$$

写为分贝形式

$$H_{dB(\mu A/m)} = 20\log H_{\mu A/m}$$

即

$$H_{dB(\mu A/m)} = E_{dB(\mu V/m)} - 20\log Z_0 \quad (3.1-24)$$

对于远场平面波有

$$H_{dB(\mu A/m)} = E_{dB(\mu V/m)} - 51.5\text{dB} \quad (3.1-25)$$

在电磁兼容领域中除了经常使用磁场强度外,还经常采用磁通密度(磁感应强度)。磁通密度的基本单位为特斯拉(T),其定义为

$$1\text{T} = 1\text{Wb/m}^2 \quad (3.1-26)$$

式中,Wb为磁通量单位韦伯的英文简写。在过去,磁通密度的单位常使用高斯(Gs),现在“高斯”虽已被淘汰,但在实际工作中有时还可能遇到,它们之间的转化关系如下

$$1\text{Gs} = 10^{-4}\text{T}, 1\text{mGs} = 10^{-7}\text{T}$$

磁通密度与磁场强度的关系为

$$B_T = \mu H_{A/m} \quad (3.1-27)$$

式中: μ 为介质的绝对磁导率,H/m;在真空中, $\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}\text{H/m}$ 。

由式(3.1-27),如磁通密度用 μT 为单位,则在真空中

$$B_{\mu T} = 0.4\pi H_{A/m} \approx 1.26 H_{A/m} \quad (3.1-28)$$

$$B_{mGs} = 4\pi H_{A/m} \approx 12.6 H_{A/m} \quad (3.1-29)$$

若以分贝表示,由式(3.1-27),得

$$B_{dB\mu T} = 20\log B_T = 20\log \mu_0 + 20\log H_{A/m} = H_{dB(A/m)} - 118\text{dB} \quad (3.1-30)$$

即

$$B_{dB\mu T} = H_{dB(A/m)} - 118\text{dB} \quad (3.1-31)$$

由式(3.1-29),可得

$$B_{dBmGs} = H_{dB(A/m)} + 22\text{dB} \quad (3.1-32)$$

在有关标准尤其是军用标准中,经常将电压、电流、功率、场强、功率密度等单位归一化到单位频率宽度(如Hz、kHz、MHz)上(简称带宽)。对于峰值检波的测量,在测量接收机放大器不饱和、本机噪声可以忽略的前提下,只要脉冲噪声的重复率足够低,就可以保证通过测量接收机中频放大器后的各个脉冲互不重叠。峰值检波的输出电压 U 正比于中频带宽,即

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{B_{imp2}}{B_{imp1}} \quad (3.1-33)$$

写成分贝值为

$$U_{dB2} = U_{dB1} + 20\log \frac{B_{imp2}}{B_{imp1}} \quad (3.1-34)$$

式中: B_{imp} 为脉冲带宽。当已知测量所用的带宽 B_{imp1} 和测量结果 U_1 时,就可换算为所需带宽 B_{imp2} 下的结果了。

由上可见,对于电压、电流、场强,其值是正比于带宽的,但功率或功率密度则正比于带宽的平方。这样,对于功

率而言,有

$$\frac{P_2}{P_1} = \left(\frac{B_{imp2}}{B_{imp1}} \right)^2 \quad (3.1-35)$$

写为分贝值,为

$$P_{dB2} = P_{dB1} + 20\log \frac{B_{imp2}}{B_{imp1}} \quad (3.1-36)$$

3 电磁兼容三要素

从电磁兼容的定义看,电磁兼容应包括两方面的内容:一方面指设备不受干扰的影响;另一方面指设备不对周围的其他设备形成不能承受的骚扰。

电磁兼容学科研究的主要内容是围绕构成干扰的三要素进行的,即电磁骚扰源、传播途径和敏感设备。

电磁骚扰源:可分为自然骚扰源和人为骚扰源。骚扰源的研究包括其发生的机理以及时域和频域的定量描述,以便从源端来抑制电磁骚扰的发射。

传播途径:主要分为空间辐射和导线传导两种途径。对它的研究主要是为了从传播途径上来阻断电磁骚扰向敏感设备的传播。

敏感设备:主要研究电磁骚扰如何使其产生性能降低或产生不希望响应,以及如何提高设备的抗干扰能力。

4 电磁干扰的危害

电磁干扰造成的危害是各种各样的,可能从最简单的令人烦恼的现象直到严重的灾难。如美国某钢铁厂,由于起吊熔融钢水包的天车控制电路受到电磁干扰,导致一包钢水被完全失控地倾倒在车间的地面上,并且造成人员伤亡。又如某位带有由生物电控制假肢的残疾人,驾驶一辆摩托车,行驶到高压输电线路下方时,由于假肢控制电路受到干扰而使摩托车失控,导致了不应发生的灾难。电磁干扰可能造成的危害有:

(1)影响、干扰电视的收看和广播收音机的收听。在我国出现过由于塑料加工高频热合机干扰收看电视而引起的居民与工厂的纠纷。

(2)使数字系统与数据传输过程中的数据丢失。

(3)造成在设备、分系统或系统级正常工作的破坏。

(4)导致医疗电子设备(如医疗监护仪、心电起搏器等)的工作失常。

(5)使自动化微处理器控制系统(如汽车的刹车系统、防撞气囊保护系统等)的工作失控。

(6)使导航系统的工作失常。

(7)使起爆装置非正常爆炸。

(8)使工业过程控制功能(如石油或化工等)失效。

除了以上所举的例子之外,强电磁场还可能对生物体造成生物影响,一般认为其效应可以分为热效应与非热效应两类。对于热效应,随着射频入射功率密度的逐渐增加,可出现血流加快、血液分布较少部位的局部体温升高、酶活性降低、蛋白质变性、心率改变甚至体温调节能力受抑制、局部组织受损直至死亡,等等。而对于非热效应,其影响就广泛得多,包括对中枢神经系统(如对脑组织的代谢、脑组织的生物电等)、对血液与免疫系统、对心血管系统、对生殖系统与胚胎发育的影响,等等。这些影响不仅仅反应在个体级、器官级,而且可能影响到细胞级。

由上可见,电磁环境的恶化可能会导致多方面的后果。因此,开展电磁兼容研究,加强电磁兼容管理,降低电磁骚扰,避免电磁干扰是非常必要的。

5 电磁兼容的主要研究领域

电磁兼容作为一门科学,其研究领域可以归结为如下五大方面:

5.1 骚扰源特性的研究

研究内容包括电磁骚扰产生的机理,频域与时域的特性,表征其特性的主要参数,抑制其发射强度的方法,等等。

5.2 敏感设备的抗干扰性能

在电磁兼容领域中,被干扰的设备或可能受电磁骚扰影响的设备称为敏感设备,或者在系统分析中称为骚扰接收器。如何提高敏感设备的抗干扰性能,是电磁兼容领域中的研究问题之一。

5.3 电磁骚扰的传播特性

研究电磁骚扰如何从骚扰源传播到敏感设备,包括辐射与传导两种传播方式。与一般研究有用信号的天线与电波传播相比,电磁兼容领域中传播特性的研究特点在于:源的非理想化(源的频域、时域特性的复杂性以及源的几何参数的复杂性)以及宽的频率范围。例如,从10kHz~1GHz就包括了近17个倍频程,但对于有用信号,从来不会涉及如此宽的频率范围,而是只研究较窄的频率范围。从波长上看,10kHz的波长为30km,而1GHz的波长仅0.3m。对于同一距离(如10m或100m),对1GHz为远场区,而对于10kHz则为近场区。这就使得电磁兼容领域中的传播特性的研究经常需要同时考虑远场与近场,而且传导与辐射两种方式并存,从而使传播问题的研究更加复杂化。

5.4 电磁兼容测量

电磁兼容测量包括测量设备、测量方法、数据处理方法以及测量结果的评价等。由于上述的电磁兼容问题的复杂性,理论上的结果往往与实际相距较远,因而使得电磁兼容测量显得更为重要。美国肯塔基大学教授Paul博士曾说过:“在判定最后结果方面,也许没有任何其他学科像电磁兼容那样更依赖于测量”。此外,由于电磁骚扰源在频域与时域特性的复杂性,为了各个国家、各个实验室测量结果之间的可比性,必须详细规定测量仪器的各方面指标,并且各个国家的仪器指标应该严格地相同。例如,我国国家标准GB/T 6113.1—1995《无线电骚扰和抗扰度测量设备范围》长达89页,并且等效采用CISPR16-1(第1版)。不仅仅对仪器,而且对于测量方法均作出了详细并且严格的规定,这同样是为了结果的可比性。还有我国国家标准GB/T 6113.2—1998《无线电骚扰与抗扰度测量方法》也是等同采用CISPR16-2(第1版)。除了这些公共的标准之外,针对不同的产品还有许多更具体的规定,在工作中必须严格执行。在此还应明确一点:当前标准中采用的表征电磁噪声的参数(例如峰值、准峰值、有效值、平均值等)都是用等效于某一个特定参数的正弦信号定标的。亦即测量得到的电磁噪声电平是等效于某个正弦信号的。

5.5 系统内与系统间的电磁兼容性

如欲解决电磁兼容问题,仅仅分别研究骚扰源、传播途

径和敏感对象是不够的。在一个系统之内或系统之间,电磁兼容的问题往往要复杂得多。主要表现在:骚扰源可能同时也是敏感设备;传播途径往往是多渠道的;骚扰源与敏感设备不止一个,等等。这就需要对系统内的或系统间的电磁兼容问题进行分析与预测。为此,人们开发了大量不同功能的分析软件进行这方面的计算。由于电磁兼容问题的复杂性,近年来,除了开展深入的“分析”外,还开始深入地研究“综合”问题。无疑,这方面的进展将对电磁兼容学科起到十分重要的促进作用。

6 电磁兼容的发展历史和学科特点

电磁兼容这一领域,虽然对一部分技术人员来说还比较生疏。但是它并不是一个全新的技术领域。如果以跨国电气与电子工程师学会(IEEE)的会刊(Transaction)射频干扰(RFI)分册更名为电磁兼容(EMC)分册的1964年算起,至今已有35年的历史了;如果以当时的IRE(IEEE的前身)学者注意到这一重要领域,成立射频干扰专业组的1957年10月算起,至今已有42年的历史了。在这三四十年时间内,电磁兼容的基础不断深化,内容不断发展,范围不断扩大,系统不断完善。

随着现代科学技术的发展,各种电气、电子设备已广泛应用于人们的日常生活、国民经济的各个部门和国防建设中。电气、电子设备不仅数量及种类不断增加,而且向微小型化、数字化、高速化及网络化的方向快速发展。然而,电气、电子设备正常工作时,往往会产生一些有用或无用的电磁能量,影响其他设备、系统和生物体,导致电磁环境日趋恶化,形成电磁骚扰。电磁骚扰有可能使电气、电子设备和系统的工作性能偏离预期的指标或使工作性能出现不希望的偏差,即工作性能发生了“降级”,甚至还可能使电气、电子设备和系统失灵,或导致寿命缩短,或使电气、电子设备和系统的效能发生不允许的永久性下降。严重时还可能摧毁电气、电子设备和系统,而且还将影响人体健康。因此,人们面临着一个新问题,这就是如何提高电气、电子设备和系统在复杂的电磁环境中的生存能力,以确保电气、电子设备和系统达到初始的设计目的。正是在这样的背景下产生了电磁兼容的概念,形成了一门新兴的综合性学科——电磁兼容学科。

电磁兼容学科是一门新兴的综合性交叉学科,与很多学科互相渗透与结合,但是,电磁兼容学科的理论仍然是电磁场理论。电磁兼容学科起源于解决实际无线电干扰问题,并在处理电气、电子设备或系统的电磁兼容性过程中获得了发展。它是在无线电抗干扰技术的基础上,经过扩展、延伸和系统化所形成的一门新兴学科,是自然科学和工程学的交叉学科,其理论基础宽广,工程实践综合性强,也是电气、电子和其他相关从业工程师必须掌握的基础知识和技术。

我国的电磁兼容研究与国外科学技术发达的国家相比,起步晚、差距大。我国加入世界贸易组织(WTO)后,国产电气、电子设备要站稳国内市场,进入国际市场,就必须符合相关的电磁兼容标准。为了适应市场要求和科学技术的发展,提高我国科技和产品的竞争能力,加强电磁兼容研究、普及电磁兼容技术是十分必要的。

第2章 电磁骚扰源

本章论述了电磁骚扰源的分类及其传播途径,重点讨论了电磁骚扰信号的特点及其频谱分析方法,比较了离散化处理的频谱与原信号频谱之间的关系,简单介绍了频谱管理的作用及其意义,最后对端口、电磁拓扑的概念以及电磁环境的分类进行了介绍。

1 电磁骚扰源的分类

电磁骚扰指的是“任何可能引起装置、设备或系统性能降低或对有生命或无生命物质产生损害作用的电磁现象”。而电磁环境指的是“存在于给定场所的所有电磁现象的总和”。讨论电磁骚扰就离不开对电磁现象和电磁环境的讨论。下面从人类认识电磁现象的历史说起。

在人类认识和利用电磁现象之前,基本生活在自然界产生的电磁场之中,包括地球自身产生的大地电场、大地磁场、大地与云层之间和云层之间,由于闪电产生的雷电电磁场以及来自太阳和其他星球的电磁场等。尽管人类很早就注意到了自然界的电磁现象,但是对于电磁现象规律的探索则开始于18世纪。

1785年,库仑通过静电力实验确立了静电荷之间相互作用的库仑定律。1820年,奥斯特发现了电流的磁效应,同年安培通过实验对电流之间相互作用的磁场力进行了数学描述,确立了安培定律。与此同时,毕奥和萨伐尔也在这一年重复奥斯特的实验后提出了毕奥—萨伐尔定律。1831年,法拉第通过实验发现了电磁感应定律,并建立了电磁场的概念。在这个时期,媒质的电极化、磁极化、导电和非导电特性也被深入研究。1865年,麦克斯韦通过引入位移电流的概念,对全部已知电磁现象的实验事实和基本规律以严格的数学形式进行了科学概括,建立起著名的麦克斯韦电磁场方程组。

麦克斯韦方程组的建立标志着经典电磁理论的诞生。从此,人类对电磁现象的认识和利用达到了前所未有的高度。例如,人类相继发明了发电机、变压器、电动机、电灯、电力网、电报、无线电广播、雷达等人造电磁系统,迎来了人类历史上电气装置的大规模应用,使人类社会从蒸汽时代进入到电气时代。20世纪后期,基于大规模集成电路和微电子技术的进步,计算机技术、光纤通信技术和互联网技术取得飞速发展,人类社会又从电气时代跨入到信息时代。

电磁科学和技术的进步以及应用为人类社会创造了巨大的物质文明,在充分享受这些技术进步带来的高质量生活的同时,也把人类带进了一个充满人造的电磁环境中。人类也越来越多地暴露在这些人造电磁系统有意或无意产生的电磁环境之中。例如,家用电器(含彩电、音响、冰箱、洗衣机、空调、电熨斗、洗碗机、搅拌器、电烤箱、电吹风、吸尘器、电热器、微波炉及电灯等)、办公设备(含计算机、打印机、复印机、扫描仪、电话、传真机等)、移动电话及天线基站、广播及电视发射塔、雷达、卫星地面接收站、楼宇电梯和电子防盗系统、城市交通系统(含机车、轻轨、地铁、电动汽车等)以及高压输电线路和变电站等产生的电磁场。

这些电磁现象对其他设备或系统而言,可能就是电磁骚扰源。

电磁骚扰源可以按照不同的方法分类。例如,可以按骚扰源的频谱宽度分为窄带骚扰源和宽带骚扰源,也可以按骚扰源的作用时间分为瞬态波骚扰源和连续波骚扰源。一般常见的是把电磁骚扰源分为自然电磁骚扰源和人为电磁骚扰源。

1.1 自然电磁骚扰源

自然电磁骚扰源主要来源于大气层的噪声和地球外层空间的宇宙噪声,包括宇宙干扰、大气干扰、热噪声和沉积静电干扰等。这些电磁骚扰源是地球电磁环境的基本组成部分。

宇宙干扰是来自太阳系、银河系的电磁骚扰,包括了太阳、月亮、恒星、行星和星系发出的太空背景噪声、无线电噪声等。一般在2~50MHz的频率范围内干扰相当明显,受干扰对象主要是通过卫星传送的通信和广播信号以及航天飞行器。

大气干扰主要是由雷电产生的,其频谱在30MHz之内,对无线电通信的干扰较大。雷电对生物体也可以造成非常大的伤害,甚至造成死亡。此外,大气中的沙暴、雨雾等自然现象也可以产生电磁噪声。

热噪声是指处于一定热力状态下的导体所出现的无规则电起伏,由导体中自由电子的无规则运动引起,其电压的平均值为零,但是瞬时值可以达到非常大,一般采用均方值表示。

沉积静电噪声指飞行器高速接触大气中的尘埃、雨点、雪花、冰雹时产生的电荷积累产生的静电,可以引起火花放电、电晕放电等现象。可以严重影响无线电通信和导航,亦有很大的危害。

1.2 人为电磁骚扰源

人为电磁骚扰源是伴随电气与电子设备工作时产生的电磁骚扰。一般情况下,人为电磁骚扰源比自然电磁骚扰源发射的骚扰强度要大,造成的影响更严重。主要的人为电磁骚扰源包括:工业、科学、医疗设备,电力系统,电牵引系统,内燃机点火系统,信息技术设备,无线电发射设备,静电放电,家用电器、电动工具和照明系统,核电磁脉冲等。这些电磁骚扰源存在于现代人类生活的每个环节和过程中,不可能完全排除。这些电磁骚扰源均可能影响周围其他的电气与电子设备。但可以通过采取合适的设计、布置和措施,降低其受干扰的程度,从而与其他的设备达到电磁兼容。常见的人为电磁骚扰源如表3.2-1所示。可以看出,这些人为电磁骚扰源大体可以分成两大类:一类是有意发射的电磁骚扰源,如通信设备等;另一类为无意发射的骚扰源,即在设备自身工作的同时向外发射电磁能量,如交通车辆、电力系统、家用电器等。

| 表 3.2-1 | 常见的人为骚扰源 |
|---------|--|
| 骚扰源类别 | 具体的骚扰源 |
| 电力系统 | 开关操作, 变换器, 电动机, 电气故障, 整流装置, 发电机 |
| 工业和商用设备 | 电弧炉, 计算机和开关电路, 复印机, 感应炉, 荧光灯, 打字机, 空调, 医疗设备, 电焊机 |
| 机械设备 | 电磨, 车床, 电锯, 焊接设备, 铣床, 钻床 |
| 车辆系统 | 车辆点火系统, 电气机车, 电动车 |
| 通信系统 | 无线广播台站, 移动电话, 雷达, 电视台, 无线遥控装置, 发报机 |
| 家用电器 | 微波炉, 真空吸尘器, 风扇, 电冰箱, 干发器, 割草机, 电动剃须刀, 洗衣机, 电烘箱, 搅拌机, 电脑, 电磁炉 |

2 电磁骚扰信号的时域和频域分析

2.1 电磁骚扰信号的分类

一般而言, 信号是信息传输过程的载体, 可以是随时间、空间或任何其他独立变量变化的物理量。在电磁兼容领域, 电磁骚扰信号一般都是随时间变化的一维信号。根据信号的不同特点, 可以做不同的分类描述。

(1) 确定性信号与随机性信号。对于自变量指定值时其函数值确定的信号定义为确定性信号; 反之, 函数值不确定且具有随机性的信号称为随机性信号, 也称为不确定性信号。实际中的电磁骚扰信号多是随机性的, 在信号的产生、传输和接收过程中受到大量不确定性因素的影响。从严格意义上讲, 电磁骚扰信号都是随机性信号。但是, 在一定的条件下, 如果这些不确定性因素的影响较小, 可以将它们视为确定性信号。

(2) 周期信号与非周期信号。对于确定性信号, 如果信号随自变量周而复始地变化, 且无始无终, 则称这个信号为周期信号。不具有周期性变化的信号称为非周期信号。

(3) 连续信号与离散信号。对于自变量在指定区间内连续变化时, 其信号取值除若干点不连续外都存在确定值的信号称为连续信号。离散信号在自变量的指定区间内是离散的, 只是在规定的离散点上给出信号的幅值。

常见的电磁骚扰信号分类如图 3.2-1 所示。

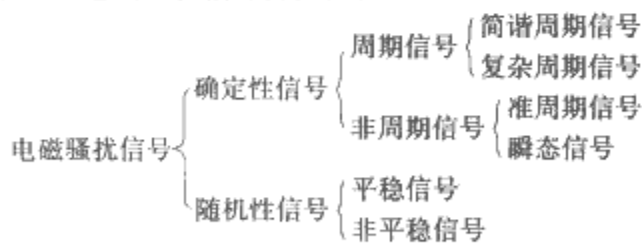


图 3.2-1 电磁骚扰信号的分类

在电磁骚扰信号的定量分析中, 常用的信号包括单位冲击信号 $\delta(t)$ 、单位阶跃信号 $u(t)$ 、矩形信号 $r_T(t)$ 、正弦信号 $\sqrt{2}F_0 \cos(\Omega_0 t + \varphi_0)$ 、指数信号 ke^{at} 、采样信号 $Sa(t) = \frac{\sin t}{t}$ 、高斯信号 $f(t) = Ke^{-(\frac{t}{\tau})^2}$ 。许多实际中的电磁骚扰信号都可以用这些典型信号的线性组合来表示。

2.2 电磁骚扰信号的分析

正弦信号是使用最为广泛的信号。从数学方面看, 无论

是周期信号还是非周期信号, 都可以借助傅里叶级数或傅里叶变换将其分解成为“一系列”不同频率的正弦信号的线性组合来表示。而那些构成原信号的“一系列”不同频率的正弦信号就是原信号在频域上的“频率谱”, 简称原信号的频谱。

对于周期性电磁骚扰信号, 可以在时域进行波形分析, 确定其周期、峰值、上升(下降)沿时间等主要的表征参数。同时也可以采用傅里叶级数进行频谱分析, 得到其频谱、频带宽度等特性。

对于非周期性电磁骚扰信号, 可以在时域进行波形分析, 从而确定其上升(下降)沿时间、持续时间、峰值等主要的表征参数。同时也可以利用傅里叶变换进行频谱分析, 得到其频谱密度、频带宽度等特性。

2.2.1 周期信号的频谱分析

设周期信号 $f_p(t)$ 的周期为 T_0 , 频率 $f_0 = \frac{1}{T_0}$, 模拟角频率 $\Omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{2\pi}{T_0}$ 。当满足狄里赫利条件时, 周期信号 $f_p(t)$ 就可以被展开为傅里叶级数, 即

$$f_p(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos k\Omega_0 t + b_k \sin k\Omega_0 t] \tag{3.2-1}$$

其中

$$a_0 = \frac{1}{T_0} \int_{t_0}^{t_0+T_0} f_p(t) dt \tag{3.2-2}$$

$$a_k = \frac{2}{T_0} \int_{t_0}^{t_0+T_0} f_p(t) \cos k\Omega_0 t dt, k = 1, 2, \dots \tag{3.2-3}$$

$$b_k = \frac{2}{T_0} \int_{t_0}^{t_0+T_0} f_p(t) \sin k\Omega_0 t dt, k = 1, 2, \dots \tag{3.2-4}$$

为计算方便, 积分式中 t_0 一般取 0 或 $-\frac{T_0}{2}$ 。

在电气工程领域, 傅里叶级数又常写成如下形式, 即

$$f_p(t) = c_0 + \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(k\Omega_0 t + \varphi_k) \tag{3.2-5}$$

其中

$$c_0 = a_0 \tag{3.2-6}$$

$$c_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}, k = 1, 2, \dots \tag{3.2-7}$$

$$\varphi_k = -\arctan \frac{b_k}{a_k}, k = 1, 2, \dots \tag{3.2-8}$$

式中: c_0 为周期信号的直流分量; c_1 和 φ_1 分别称为周期信号的基波分量的振幅和初相位; c_k 和 $\varphi_k (k \geq 2)$ 分别称为周期信号的第 k 次谐波分量的振幅和初相位。

傅里叶级数表明, 任意一个周期信号都可以用它的直流分量、基波分量和各次谐波分量来表示, 也就是说这些频率分量组成了该周期信号。这些频率分量被称为周期信号的频率谱(简称频谱), 又称为周期信号的频率特性。以角频率为横坐标画出的各个频率分量的图形称为频谱图, 其中以各个频率分量振幅(或有效值)画出的频谱图称为幅度谱图, 又称幅频特性; 以各个频率分量初相位画出的频谱图称为相位谱, 又称为相频特性。

对于图 3.2-2 所示周期矩形脉冲信号, 其脉冲宽度为 τ , 脉冲幅度为 A , 周期为 T_0 。该信号的傅里叶级数展开式为

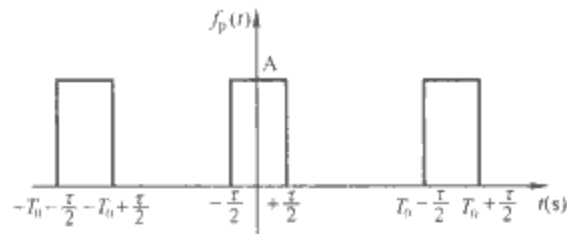


图 3.2-2 周期矩形脉冲信号的波形

$$f_p(t) = \frac{\tau}{T_0} A + \frac{\omega_0}{\pi} A \sum_{k=1}^{\infty} \text{Sa}\left(\frac{\tau k \omega_0}{2}\right) \cos k \omega_0 t$$

该信号的频谱分布如图 3.2-3 所示。

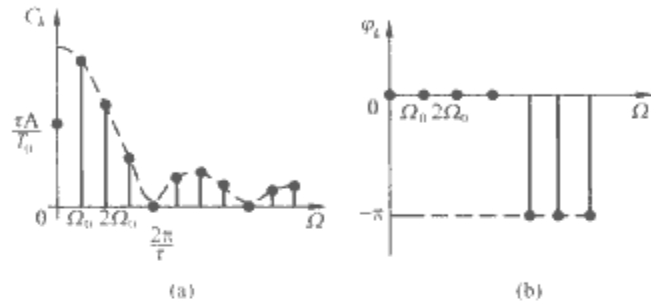


图 3.2-3 周期矩形脉冲信号的频谱 $(\tau = \frac{1}{4} T_0)$

(a) 幅频特性; (b) 相频特性

从图 3.2-3 所示的周期信号的频谱图中可以看出:

(1) 周期信号的频谱在频域上是离散的, 两相邻谱线的间隔为周期信号的基波角频率 $\Omega_0 (= \frac{2\pi}{T_0})$, 周期信号周期越长, 相邻谱线的间隔越小, 谱线越密。周期信号的这种离散频谱又称为谱线。

(2) 周期信号的频谱包含了无限多条谱线, 这说明周期信号含有无限多个频率分量。

尽管周期信号的频谱占据了整个频率轴, 但是, 当频率达到一定值以后, 周期信号的高频分量将迅速衰减并趋于零。正是基于这个原因, 在实际应用中, 在允许一定失真的情况下往往仅对从零频率(直流)到某一个确定频率之间的频谱进行分析和处理, 而舍去这个确定频率以上的频谱。从零频率到这个确定频率之间的频率范围被称为信号的有效占有频率, 又称为信号的频带宽度, 记作 B 。对应的角频率范围被称为角频率宽度, 记作 B_Ω 。显然, 它们之间的关系为 $B_\Omega = 2\pi B$ 。

从图 3.2-3 可以看出, 周期矩形脉冲信号的频谱包络线为采样函数, 其频谱主要集中在包络线的第一个过零点之间。通常, 定义其频带宽度为

$$B = \frac{1}{\tau} \text{ 或 } B_\Omega = \frac{2\pi}{\tau}$$

可见, 周期矩形脉冲信号的频带宽度与该信号的脉冲宽度成反比。脉冲宽度越宽, 频带宽度越窄; 反之, 脉冲宽度越窄, 频带宽度越宽。这说明变化较快的信号必定具有较宽的频带宽度。

在实际周期信号的频谱分析中, 通常以零频率开始到频谱降到频谱包络线最大值的 1/10 对应的频率之间的频率范围定义为该信号的频带宽度, 并将频带宽度有限的信号称为频谱受限信号, 简称带限信号。

为了对周期信号的频谱有一个更直观的理解, 图 3.2-4 画出了周期矩形脉冲信号的时域与频域合成图形。

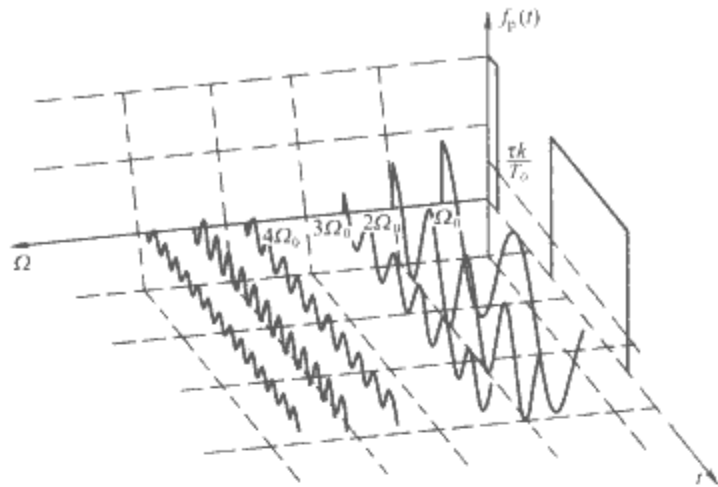


图 3.2-4 周期矩形脉冲信号的时域与频域合成图

前面所介绍的频谱为正弦频谱, 简称正弦谱或谐波谱, 并有专用的谐波分析仪器和谐波分析软件可以供测量和计算使用。在电子工程和通信工程领域, 更多地采用指数形式的傅里叶级数。周期信号的傅里叶级数的指数形式为

$$f_p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} F_k e^{jk\omega_0 t} \quad (3.2-9)$$

其中

$$F_k = \frac{1}{T_0} \int_{t_0}^{t_0+T_0} f_p(t) e^{-jk\omega_0 t} dt, k = 0, \pm 1, \pm 2 \dots \quad (3.2-10)$$

式中: t_0 一般取 0 或 $-\frac{T_0}{2}$ 。

按照傅里叶级数指数形式定义的频谱称为指数频谱, 简称指数谱。由于 F_k 一般是复数, 所以它的幅度 $|F_k|$ 与角频率的关系被称为幅度谱, 又称为幅频特性, 而它的相角 θ_k 与角频率的关系被称为相位谱, 又称为相频特性。

指数频谱和正弦频谱之间的转换关系为

$$\begin{cases} c_0 = F_0 \\ |c_k| = 2|F_k| = 2|F_{-k}|, k = 1, 2 \dots \\ \varphi_k = \theta_k = -\theta_{-k}, k = 1, 2 \dots \end{cases} \quad (3.2-11)$$

周期信号指数谱和正弦谱既有联系又有区别。指数谱中不仅包含了正频率项和直流分量, 还含有负频率项。式 (3.2-11) 表明指数谱的幅频特性关于 $\Omega=0$ 的纵轴左右对称, 即 $|F_k|$ 是 k 的偶函数; 指数谱的相频特性关于 $\Omega=0$ 的纵轴左右反对称, 即 θ_k 是 k 的奇函数。利用指数谱的这个性质, 就可以从它的正频率项推导得出它的负频率项。

对于图 3.2-2 所示的周期矩形脉冲信号, 其指数谱的幅频特性和相频特性如图 3.2-5 所示。从图中可以看出, 指数谱和正弦谱之间的区别和联系。

2.2.2 非周期信号的频谱分析

与周期信号不同, 非周期信号不能用傅里叶级数来表示。在工程中非周期信号取值不为零的时间都是有限的。例

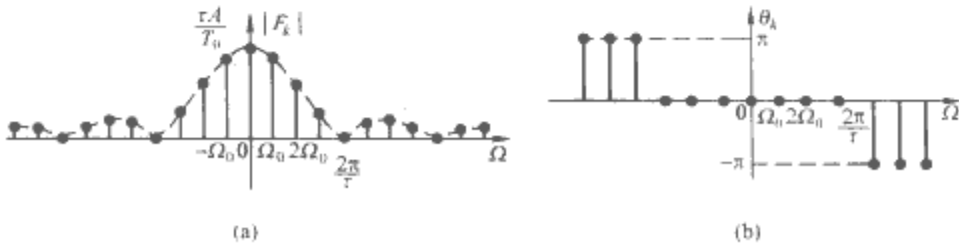


图 3.2-5 周期矩形脉冲信号的指数谱 $(\tau = \frac{T_0}{4})$

(a) 幅频特性; (b) 相频特性

如，对图 3.2-6 所示的非周期信号 $f(t)$ ，在区间 $[0, t_0]$ 之外， $f(t)$ 取零或者很小，可以忽略不计。为了分析非周期信号 $f(t)$ 的频谱，可以用一个足够长的时间 $T_0 (T_0 \gg t_0)$ 作为周期，将 $f(t)$ 延拓成为一个周期信号 $f_p(t)$ ，如图 3.2-7 所示。显然，当 T_0 趋于无穷大时，延拓后的周期信号 $f_p(t)$ 就变成非周期信号 $f(t)$ 。

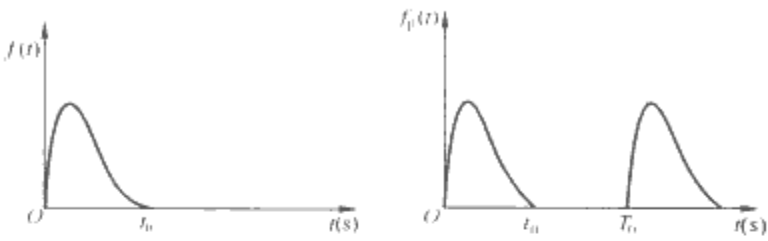


图 3.2-6 非周期信号 图 3.2-7 延拓后的周期信号

延拓后的周期信号 $f_p(t)$ 的频谱为

$$F_k = \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} f_p(t) e^{-jk\Omega_0 t} dt$$
$$= \frac{\Omega_0}{2\pi} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} f_p(t) e^{-jk\Omega_0 t} dt, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$$

由于周期信号 $f_p(t)$ 的频谱是离散谱，相邻两谱线的频率间隔 $f_0 = \frac{1}{T_0}$ 。如果将第 k 次谐波 F_k 均匀分配在图 3.2-8 所示的以频率 kf_0 为中心、频率宽度为 f_0 的频率范围内，则该频率范围对应的频谱密度为

$$\frac{F_k}{f_0} = \frac{F_k}{\frac{\Omega_0}{2\pi}} = \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} f_p(t) e^{-jk\Omega_0 t} dt, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$$

当 $T_0 \rightarrow \infty$ ，延拓后的周期信号 $f_p(t)$ 被还原为非周期信号 $f(t)$ 。而由于相邻谱线间隔趋于零，即相邻谱线无限接近，使周期信号 $f_p(t)$ 的离散频谱转化为非周期信号 $f(t)$ 的连续频谱密度。非周期函数 $f(t)$ 的傅里叶变换为

$$F(j\Omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-j\Omega t} dt, \quad -\infty < \Omega < +\infty \tag{3.2-12}$$

对应的傅里叶反变换为

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(j\Omega) e^{j\Omega t} d\Omega \tag{3.2-13}$$

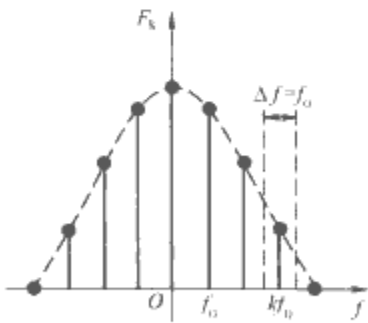


图 3.2-8 频谱密度示意图

与周期信号的频带宽度定义类似，在实际非周期信号的频谱分析中，一般将非周期信号频谱密度从零频率到频谱密度幅度降为其最大值的 $1/10$ 的频率之间的频率范围定义为该信号的频带宽度。表 3.2-2 列出了部分常见非周期信号的时域和频域波形，从中可以看出各非周期信号的频谱范围。

表 3.2-2 几种常见的非周期信号波形及其频谱

| 信号 | 时域波形 | 幅度频谱 |
|-----------|------|------|
| 冲击信号 | | |
| 正弦信号 | | |
| 矩形信号 | | |
| 钟形信号 | | |
| 正弦脉冲信号 | | |
| 单脉冲信号 | | |
| 脉冲串 | | |
| 叠加直流的噪声信号 | | |

2.2.3 信号频谱分析的数字处理

在实际工作中，通常可以借助谐波分析器或频谱分析仪等专用仪器对电磁骚扰信号进行时域或频域分析。还可以通过数字存储示波器的波形记录器等设备，先获得电磁骚扰信号的时域波形，然后再对信号进行分析。无论采用上述哪种方法，其基本分析手段都是借助于计算机对电磁骚扰信号进行处理，而计算机能够处理的信号在时间上和频率上都应该都是离散的。在信号频谱分析的数字处理过程中，有两个基本

过程。首先,将连续时间信号 $x(t)$ (下面为避免与前面信号符号混淆,均用 x 和 X 表示时域信号及其频谱)按照满足采样定理的时间步长进行离散化,获得离散时间信号序列 $x(n)$;其次,利用离散傅里叶变换实现信号的频谱分析。

对于周期为 N 的离散周期信号 $x_p(n)$,其离散傅里叶级数的正变换和反变换分别为

$$X_p(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x_p(n) W_N^{nk} \quad (3.2-14)$$

$$x_p(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_p(k) W_N^{-nk} \quad (3.2-15)$$

其中

$$W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}} \quad (3.2-16)$$

由于 $e^{j\frac{2\pi}{N}k}$ 关于 k 的周期性,因此 $X_p(k)$ 也应该是 k 的周期离散信号,其周期也是 N 。 k 称为频率序号。习惯上称 $n, k=0, 1, \dots, N-1$ 的区间称为主值区间。 $X_p(k)$ 称为周期序列 $x_p(n)$ 的离散频谱,其频率特性包含幅频特性和相频特性。

在实际中,大量的非周期离散信号 $x(n)$ 都是有限长的。通过对有限长序列的周期化延拓,使非周期离散信号的频率特性分析转化为周期信号的频率特性分析,从而实现非周期离散信号频率特性的计算机处理。

设非周期离散信号 $x(n)$ 长度为 N ,它的离散傅里叶变换 $X(k)$ 依然是一个长度为 N 的频域有限长序列,其正变换和反变换分别为

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{nk}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (3.2-17)$$

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) W_N^{-nk}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (3.2-18)$$

可见,在主值区间 $[0, N-1]$ 内,离散傅里叶变换与离散傅里叶级数的表达式完全相同。

类似于连续时间信号, $X(k)$ 称为有限长序列 $x(n)$ 的离散频谱,其频率特性包含幅频特性和相频特性。其所对应的频率是将数字角频率 ω 在 $[0, 2\pi]$ 以 $\frac{2\pi}{N}$ 为频率间隔均匀采样获得的。

为了搞清信号经过离散化处理后频谱与原信号频谱之间的关系,设 $x(t)$ 为有限长连续非周期信号,其非零值区间为 $[0, T_0]$,在该区间外 $x(t)=0$,且 $x(t)$ 为带限信号,其模拟角频率带宽为 Ω_c 。同时,设连续周期信号 $x_p(t)$ 为该有限长信号 $x(t)$ 的周期延拓。取采样时间间隔为 T_s ,得到的非周期离散信号、周期离散信号在时域上存在以下关系

$$x(n) = x(t)|_{t=nT_s}, \quad 0 \leq n \leq N-1$$

$$x_p(n) = x(n) = x_p(t)|_{t=nT_s}, \quad 0 \leq n \leq N-1$$

为了更好地理解上述四类信号在时域、频域和值域的对对应关系,图 3.2-9 画出了这四类信号时域和频域的对对应关系示意图。

此时,模拟角频率与频率序号之间有如下关系

$$\Omega_k = k\Omega_0 = k \frac{2\pi}{T_0} = k \frac{2\pi}{NT_s} = k \frac{\Omega_s}{N} \quad (3.2-19)$$

式中: Ω_s 为采样角频率。可以看出, Ω_k 是将模拟角频率区间 $[0, \Omega_s]$ 进行 N 等分后乘以 k 获得的。借助于离散傅里叶变换,既可以计算连续周期信号的频谱为

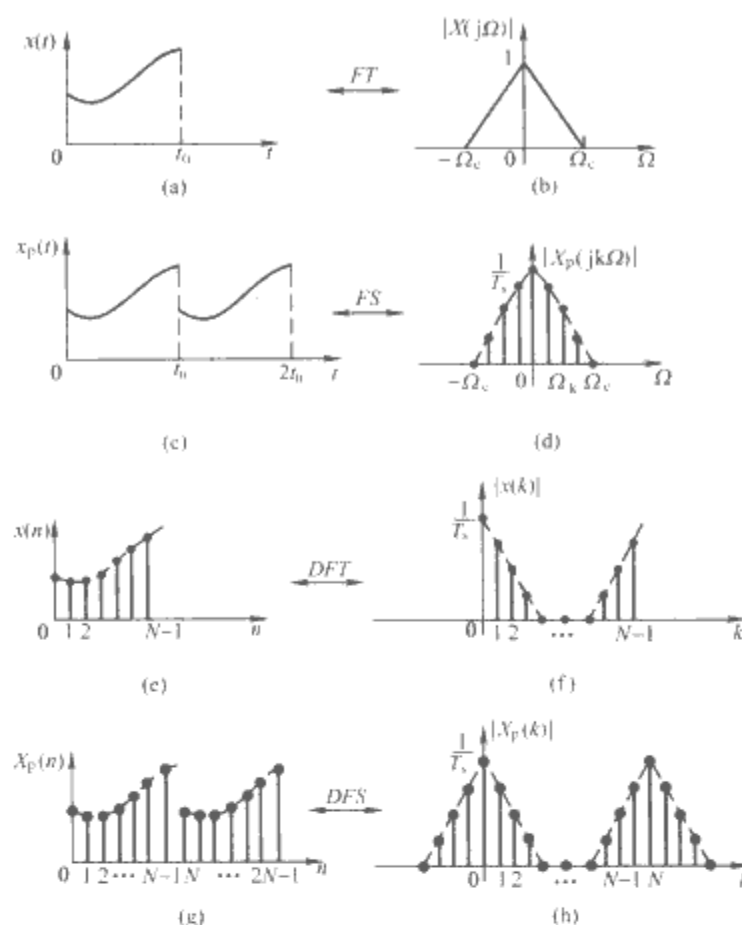


图 3.2-9 四类信号时域和频域对应关系示意图

(a)连续非周期信号;(b)连续非周期频谱;(c)连续周期信号;
(d)离散非周期频谱;(e)离散非周期信号;(f)离散非周期
频谱;(g)离散周期信号;(h)离散周期频谱

$$X_p(jk\Omega_0) = \frac{1}{N} X(k) \quad (3.2-20)$$

也可以计算连续非周期信号的频谱密度的频率抽样值为

$$X(jk\Omega_0) = T_s X(k) \quad (3.2-21)$$

所以,离散傅里叶变换在电磁骚扰信号的频谱分析中被广泛应用。

3 频谱的使用与管理

频谱是一个有限的自然资源。随着人类社会的发展和科学技术的进步,对频谱资源的需求越来越多,可供使用的频率越来越少。多种用户不得不共用频谱资源,而不是单独享用。因此,必须依靠频谱工程技术来满足各种不同的频谱需要、合理地分配频谱。频谱的分配必须以频谱利用的有效性和合理性为基础,既要充分有效地利用频谱资源,又要保证相互之间不存在电磁干扰,即满足电磁兼容性。

频谱管理就是为了实现电磁频谱的有效管理、保护和合理利用等,确保各类无线电业务的有效进行,包括无线电频谱资源的频率划分、指配和控制等。

3.1 频谱划分

电磁频谱在极宽的频域内存在。为了进行频率分配,把全世界分为三个区域:一区包括欧洲、非洲和苏联的亚洲部分、小亚细亚和阿拉伯半岛;二区包括北美洲和南美洲(包括夏威夷);三区包括澳大利亚和亚洲(除俄罗斯的亚洲部分外)。每个区域又分成若干较小的地区。对任一个区域规定的频率一般是相同的,但不同的区域之间规定的频率可以不同。

为了保证各种无线电传输在本国内不干扰其他无线电业务,而且还要不干扰别国的无线电业务,国际电信联盟(ITU)规定了无线电各个频段的用途。因此,各个频率的应

用应该遵守国际电信联盟公布的频率分配表和其他应用规程，并且使用最小数量的频率和频谱空间。电磁频谱的划分及其应用范围可以通过图 3.2-10 电磁频谱示意图表示。

各个国家根据国际电信公约和国际无线电规则设立国家级的频谱管理机构，为本国分配和管理电磁频谱。在我国则由全国无线电管理委员会负责频谱的分配、协调和管理。

人类目前利用的电磁频谱大约在零赫兹(直流)到 3000GHz，并向更高的频段发展。但应用最多的频段仍然在中频(300k~3000kHz)、高频(3M~30MHz)、甚高频(30M~300MHz)、超高频(300M~3000MHz)和特高频(3G~30GHz)这些频段。通信、电视、广播、导航、雷达、测控均在此频段范围内。

3.2 频谱指配

对无线电设备指定具体使用频率的过程被称为频率指配，这是实行频率管理的最终体现。频谱控制主要是保证在某一工作频率下发射或接受的电磁信号不超过允许的频率标准。

在频率指配时必须遵循以下原则：

- (1) 必须符合国际和国家的有关规定。
- (2) 不得对本频段同一种业务的其他无线电台站造成有害干扰，不得对本频段的主要业务产生有害干扰。
- (3) 避开有关保护频率(如标准时间信号频率、遇险呼救频率等)以及常规无线电广播、电视等频率及其谐波的影响。
- (4) 必须进行干扰分析预测，确定干扰裕量及保护比。
- (5) 不仅要考虑工作频率，还必须考虑到发射功率、谐波与杂波电平、占有带宽、天线方向图等因素。

频谱管理还应控制人为噪声的水平，进行指导监测工作，进行频率使用的国家注册等等，从而确保对频谱实现有效的控制和管理。

4 电磁骚扰的传播途径

电磁骚扰的传播途径主要是指电磁骚扰信号由骚扰源传播到敏感设备的耦合过程。对于耦合传播途径的分类，目前仍有一些分歧和不同意见。本书按照耦合机理将电磁骚扰的传播途径分为传导耦合和场耦合两大类，如图 3.2-11 所示。

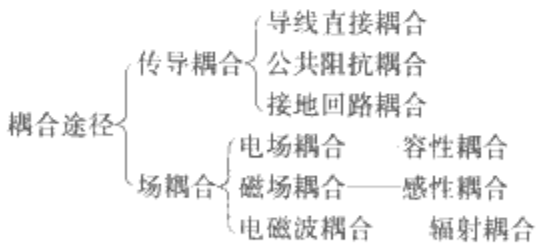


图 3.2-11 电磁骚扰的耦合途径

4.1 传导耦合

传导耦合必须在电磁骚扰源与敏感设备之间有完整的导线连接，电磁骚扰可以通过导线的连接由电磁骚扰源耦合到敏感设备。传导耦合包括导线直接耦合、公共阻抗耦合和接地回路耦合。常见的耦合途径有公共电源、公共接地回路、公共连接导线和公共阻抗等。

公共电源和公共接地回路耦合是指电磁骚扰源在电源或接地回路之间的公共阻抗上产生阻抗电压，这个阻抗电压通

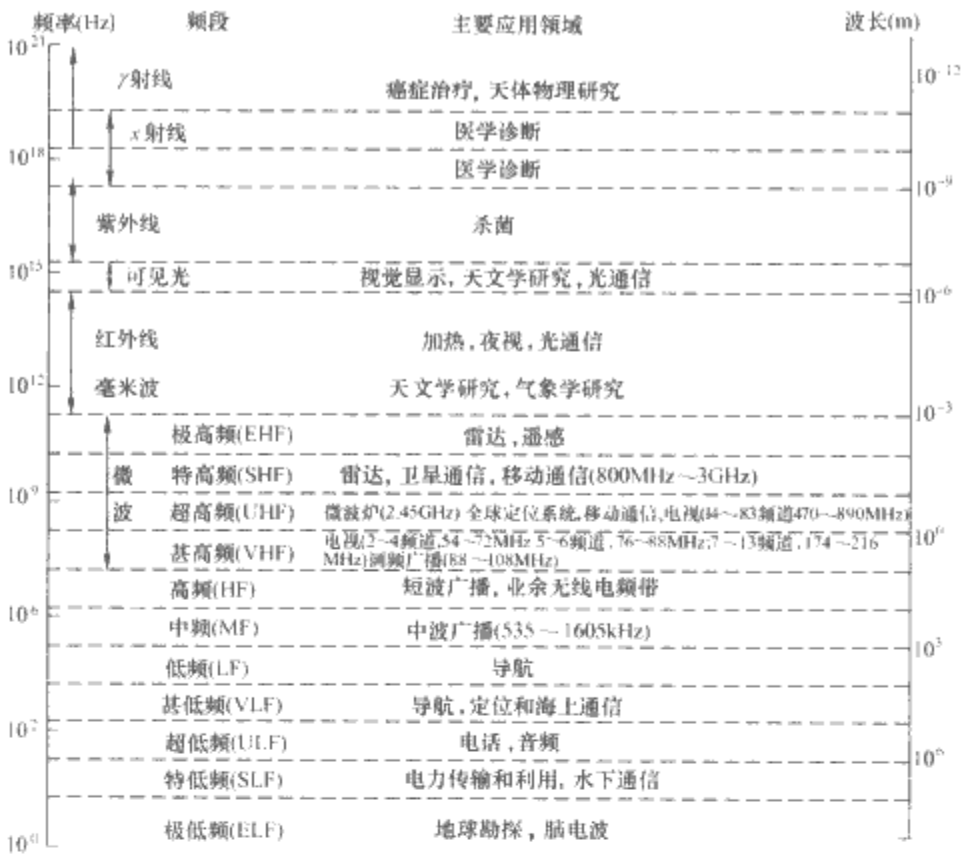


图 3.2-10 电磁频谱分配示意图

过电源或接地回路作用于与之相连的其他回路的敏感设备。图 3.2-12 表示了公共阻抗和导线直接耦合方式。通常，可以采用电路理论来分析传导耦合问题。

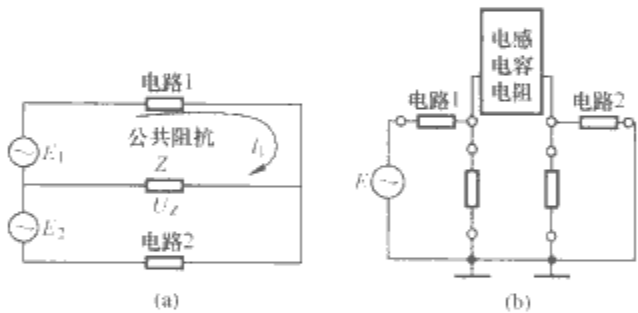


图 3.2-12 传导耦合

(a) 公共阻抗耦合；(b) 导线直接耦合

4.2 场耦合

场耦合是在干扰源与敏感设备之间具有电场、磁场或者电磁波的联系。场耦合涵盖了近场和远场。近场也称感应场，包括电场耦合和磁场耦合；远场也称辐射场，是指通过电磁波的形式辐射电磁能量，也就是辐射耦合。

电场耦合又称为容性耦合，主要指骚扰源通过两个电路之间的电场并以互电容(耦合电容)方式作用于敏感设备。可以采用静电场理论计算耦合电容，进而采用电路理论来分析。

磁场耦合又称为感性耦合，主要指骚扰源通过两个电路之间的磁场并以互电感(耦合电感)方式作用于敏感设备。可以采用恒定磁场理论计算耦合电感，进而采用电路理论来分析。

在辐射耦合中，骚扰源一般等效为发射天线，敏感设备等效为接收天线，可以采用天线理论进行分析。

本书将在后面的章节中对耦合途径和耦合理论作进一步的阐述，此处不再赘述。下面仅以变电站为例，对电磁骚扰的耦合途径给予说明。图 3.2-13 表示了安装在变电站保护小室内的保护与控制等二次设备可能接受到的电磁骚扰的耦合途径。主要耦合方式有：①传导耦合，即雷电通过接地网

的传导耦合、开关操作在母线产生的瞬态电压通过电压互感器并经二次电缆的传导耦合；②场耦合，即开关操作产生的瞬态电场和瞬态磁场与二次电缆的电场耦合和磁场耦合，以及开关操作产生的电磁骚扰的高频分量对二次电缆和透过保护小室对保护与控制设备的辐射耦合。

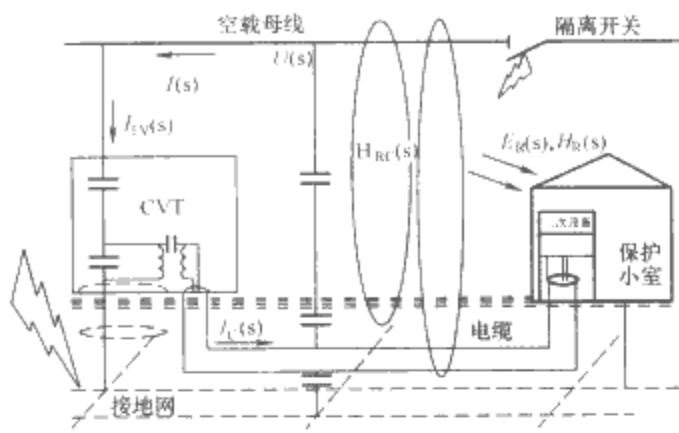


图 3.2-13 变电站二次设备的电磁骚扰源及其途径

5 端口与电磁拓扑

5.1 端口

端口是电磁骚扰进入敏感设备的界面，同时设备内部的电磁骚扰也可以通过设备端口向外产生电磁发射。

端口一般可以分为外壳端口、交流电源端口、直流电源端口、信号端口、控制端口和接地端口，如图 3.2-14 所示。

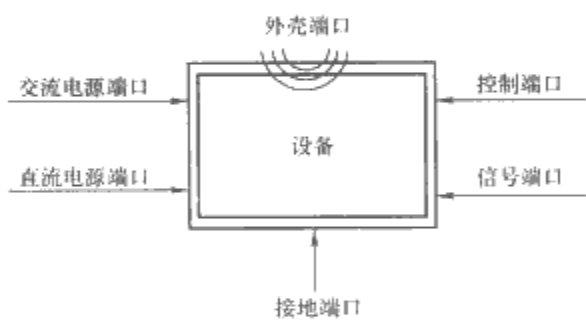


图 3.2-14 各种端口示意图

进入敏感设备端口的电磁骚扰的类别和程度与端口的类型密切相关。例如辐射骚扰如果是在所考虑的设备壳体以外耦合到与设备相连的导线上，那么对设备而言就转换成由电源或信号等端口进入的传导骚扰。而真正的辐射骚扰是通过设备外壳端口进入设备的电磁骚扰。

正确地确定设备的端口，对于抑制电磁骚扰、提高设备的电磁抗扰度以及限制设备的电磁发射水平具有重要的意义。

5.2 电磁拓扑

电磁耦合机理是极其复杂的电磁现象。严格地说，准确地预测计算一个电气或电子系统的电磁骚扰的传播是非常困难的。在实际工程中，常常利用电磁耦合的特点，先将一个系统的电磁耦合途径按子系统分成不同的环节，划分出各个子系统之间的电磁耦合分界面。然后再将各个子系统的电磁分界面与图论联系起来，使得各个系统之间的耦合作用问题相对简化，从而进一步解决各个系统内部的电磁兼容问题。这就是电磁拓扑的概念。1974 年美国科学家 C. E. Baum 首先提出了电磁拓扑的概念，用来分析处理核爆电磁脉冲对电气与电子系统的耦合问题。目前，电磁拓扑分析方法已经广泛应用于复杂大系统的电磁兼容分析。

电磁拓扑分析方法将研究对象空间分解成大小不同的子

区域，各个区域之间通过拓扑图相联系，这样就可以把整个复杂的电磁耦合问题分解成一组相对独立的小的电磁问题。在分析过程中，可以采用电磁端口和“主交界元”的拓扑概念分别表示电磁系统的分界面和电磁分界面所包围的区域。按照系统外部区域和内部区域，按层次来分解电磁系统。分解过程可以用一个电磁骚扰序列图来描述。该图描述了电磁能量按顺序依次进入系统内部的传播过程，这样相互作用的序列图描绘了通过系统的电磁能量传播途径。例如，为分析图 3.2-15 所示空中飞行器遭受云间放电的骚扰情况，可以采用电磁拓扑分析方法将该问题表示为如图 3.2-16 所示电磁拓扑图。图中 S1、S2、S3 分别为飞机外部机身屏蔽层分界面、电缆屏蔽层、电路层，而 V0、V1、V2、V3 分别表示飞机外空间区域、内部屏蔽区域、电缆内部区域、电路内部区域。可以看出，该电磁拓扑结构很清楚地表示了各个子问题及其相互联系。

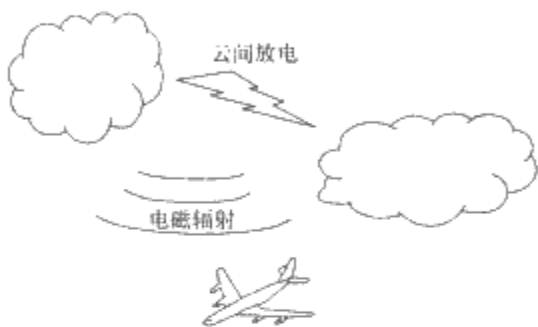


图 3.2-15 遭受云间放电骚扰的飞机系统

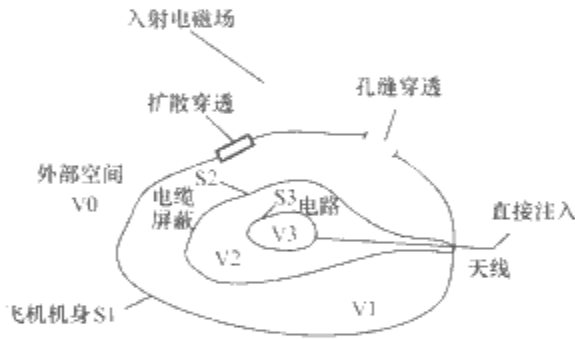


图 3.2-16 电磁拓扑图

要充分完整地描述复杂系统，还必须对该系统进行分级分解。实际电磁系统内部通常存在不同结构顺序、不同结构形式的屏蔽面。有些屏蔽面紧靠最外层的系统屏蔽，有些屏蔽面嵌套于系统屏蔽面内且相互分隔。但是在电磁拓扑意义上，所有这些屏蔽面上的屏蔽特性的分析方法均有相同之处，这样使得问题更加清楚。

6 电磁环境分类与设备分类

电磁环境是存在于给定场所的所有电磁现象的总和。主要是按设备安装和工作的位置与电磁骚扰入侵设备端口来进行分类。

按照国际电工委员会的规定，采用端口的属性将电磁环境分为了八类电磁环境，即农村居民区、城市居民区、商业区、轻工业区、重工业区(含发电厂与变电站)、交通区、通信中心、医院八类区域。

对于各类区域，国际标准或国家标准均给出了各类端口的电磁骚扰水平。例如，对于重工业区(含发电厂与变电站)，各类端口的骚扰水平如下。

- (1) 外壳端口：工频电场 $\leq 20\text{kV/m}$ 、工频磁场 $\leq 30\text{A/m}$ 、谐波磁场 $\leq (30/n)\text{A/m}$ 、 $9\text{kHz} \sim 27\text{MHz}$ 电场 $\leq 30\text{V/m}$ 、 $27\text{M} \sim 1000\text{MHz}$ 电场 $\leq 10\text{V/m}$ 、雷电波脉冲电场 $\leq 100\text{V}/(\text{m} \cdot \text{ns})$ 、气体绝缘开关开断脉冲电场 $\leq 3\text{kV}/(\text{m} \cdot \text{ns})$ 、其

他开关开断脉冲电场 $\leq 1\text{kV}/(\text{m}\cdot\text{ns})$ 等。

(2) 交流电源端口：电压波动 $\leq 10\%U_N$ 、电压跌落($10\%U_N\sim 99\%U_N$)时间 $\leq 3\text{s}$ 、电压短时中断时间 $\leq 60\text{s}$ 、频率变化 $\leq 2\%$ 、 $10\text{kHz}\sim 150\text{MHz}$ 连续波电压 $\leq 3\text{V}$ 和电流 $\leq 21\text{mA}$ 、单向瞬态脉冲电压 $\leq 4\text{kV}$ 、 $0.5\sim 5\text{MHz}$ 振荡瞬态波电压 $\leq 2\text{kV}$ ，此外还有一些谐波方面的要求等。

(3) 直流电源端口：电压波动 $\leq 3\%U_N$ 、电压跌落($10\%U_N\sim 99\%U_N$)时间 $\leq 0.8\text{s}$ 、 $10\text{kHz}\sim 150\text{MHz}$ 连续波电压 $\leq 3\text{V}$ 和电流 $\leq 21\text{mA}$ 、单向瞬态脉冲电压 $\leq 2\text{kV}$ 等。

(4) 控制/信号端口： $10\text{kHz}\sim 150\text{kHz}$ 连续波电压 $\leq 10\text{V}$ 和电流 $\leq 70\text{mA}$ 、 $150\text{kHz}\sim 30\text{MHz}$ 连续波电压 $\leq 30\text{V}$ 和电流 $\leq 210\text{mA}$ 、 $30\sim 150\text{MHz}$ 连续波电压 $\leq 3\text{V}$ 和电流 $\leq 21\text{mA}$ 、单向瞬态脉冲电压 $\leq 4\text{kV}$ 、 $0.5\sim 5\text{MHz}$ 振荡瞬态波电压 $\leq 1\text{kV}$ 等。

(5) 接地端口：供电系统故障时电压 $\leq 1\text{kV}$ 等。

依据设备所处的电磁环境，便可以制定或采用该电磁环境下规定的设备电磁抗扰度标准和设备电磁发射限值标准。

第3章 传导耦合的基本理论

本章论述了传导耦合的基本理论，包括差模干扰与共模干扰的基本分解方法和它们各自的特征、单端口和双端口电路的主要参数和等效电路、电路元件的非理想特性、无源LC滤波器的电路设计方法等。最后，对两个常用的电路分析软件Pspice和EMTP/ATP的主要功能进行了介绍。

1 差模干扰与共模干扰

在骚扰源与敏感设备之间有完整电路连接的耦合，称为传导耦合。常见的耦合途径有公共电源、公共地回路、信号与控制回路的连接导线。

公共电源和公共地回路的耦合主要是指骚扰源在电源或地回路之间的公共阻抗上产生阻抗电压，这个阻抗电压通过电源或地回路作用于与之相连的其他回路的敏感设备。一般可以采用电路理论进行分析。

信号与控制回路的连接导线的耦合主要指骚扰源通过信号与控制回路连接导线作用于敏感设备。当骚扰源的频率较低时，可以采用电路理论进行分析；当骚扰源的频率较高时，一般采用传输线理论进行分析。

为了有效抑制传导干扰，在工程中，一般把传导干扰分为差模干扰和共模干扰。所谓差模干扰，是指电磁骚扰以串联叠加的形式对敏感设备产生的干扰，如图3.3-1所示；所谓共模干扰，是指电磁骚扰同时作用于敏感设备的输入端，如图3.3-2所示。以单相供电系统为例，可以将差模干扰和共模干扰表示为图3.3-3和图3.3-4的形式。

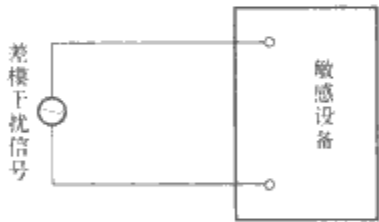


图 3.3-1 差模干扰电路示意图

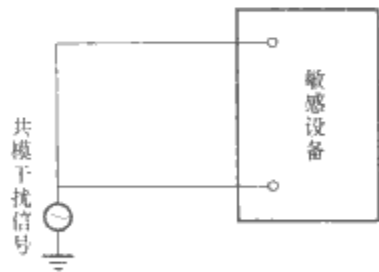


图 3.3-2 共模干扰电路示意图

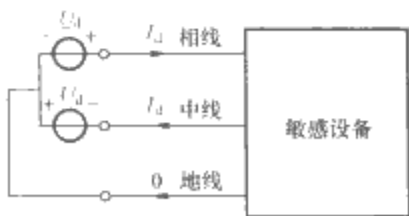


图 3.3-3 单相系统差模干扰电路示意图

在实际单相电路中，差模干扰与共模干扰可能同时存在，如图3.3-5所示。此时，可以按下面公式对差模干扰和

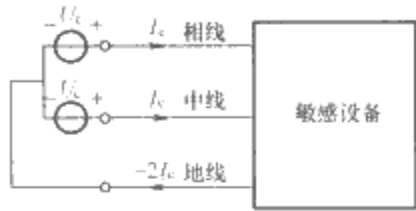


图 3.3-4 单相系统共模干扰电路示意图
共模干扰进行分解。

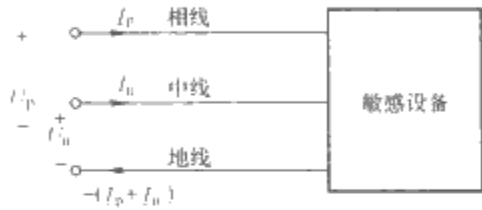


图 3.3-5 单相系统电路示意图

图3.3-3和图3.3-4中 \underline{U}_d 和 \underline{I}_d 分别为差模电压与电流， \underline{U}_c 和 \underline{I}_c 分别为共模电压与电流，对电压和电流可分解如下

$$\begin{cases} \underline{U}_p = \underline{U}_c + \underline{U}_d \\ \underline{U}_n = \underline{U}_c - \underline{U}_d \end{cases} \quad (3.3-1)$$

$$\begin{cases} \underline{I}_p = \underline{I}_c + \underline{I}_d \\ \underline{I}_n = \underline{I}_c - \underline{I}_d \end{cases} \quad (3.3-2)$$

则差模电压与差模电流为

$$\begin{cases} \underline{U}_d = \frac{\underline{U}_p - \underline{U}_n}{2} \\ \underline{I}_d = \frac{\underline{I}_p - \underline{I}_n}{2} \end{cases} \quad (3.3-3)$$

共模电压与共模电流为

$$\begin{cases} \underline{U}_c = \frac{\underline{U}_p + \underline{U}_n}{2} \\ \underline{I}_c = \frac{\underline{I}_p + \underline{I}_n}{2} \end{cases} \quad (3.3-4)$$

1.1 差模干扰的成因及抑制

1.1.1 差模干扰的成因

差模干扰一般来源于两个方面：①来自于敏感设备本身，例如直流稳压电源输出就存在纹波；②来自于连接敏感设备导线上的感应电压，例如工频干扰或高频干扰。就骚扰源的频率而言，可能是直流或低频频段的，也可能是高频或超高频频段的；就骚扰源的波形而言，可能是周期性的也可能是非周期性的，可能是正弦波也可能是非正弦波，甚至可能是随机的。

1.1.2 差模干扰的抑制

对于直流差模干扰而言，由于它是叠加在交流信号上，除采用隔直滤波器滤除外，还可以采用软件校准和数据处理的方法来处理。对于周期性差模干扰而言，可采用滤波器的

方法进行抑制。对于尖峰脉冲的差模干扰,由于干扰强度大、持续时间短,一般首先在信号输入端加入限幅元件,然后再采用滤波器的方法进行抑制。对于基于微处理器的敏感设备,除在电路中采用硬件滤波器外,还可以视情况采用基于软件的数字滤波器进行滤波。

1.2 共模干扰的成因及抑制

1.2.1 共模干扰的成因

共模干扰一般也来源于两个方面:①敏感设备自身就存在共模电压,例如敏感设备上的悬浮电压;②当骚扰源与敏感设备相距较远,骚扰源与敏感设备间存在的地电位差。

1.2.2 共模干扰的抑制

抑制共模干扰的常用措施有两种。一种是采用浮地技术,即将敏感设备电路的接地端进行悬浮处理,不与敏感设备的外壳进行连接。有时也采用双层屏蔽技术,即将敏感设备的电路部分(包括输入电路)放置在一个屏蔽盒(内层屏蔽)内,使电路的接地端与屏蔽盒之间有很高的绝缘电阻,同时保证屏蔽盒与敏感设备外壳(外层屏蔽)也高度绝缘。另一种措施采用滤波技术,即在骚扰源和敏感设备之间加入共模干扰抑制滤波器。

2 传导耦合分析的等效电路

在传导耦合分析中,骚扰源和敏感设备都可以用单端口电路来建模。在电路分析中,骚扰源可以等效为戴维南电路或诺顿电路,敏感设备被一个阻抗等效,如图3.3-6所示。为了抑制传导干扰,一般在骚扰源和敏感设备之间插入一个滤波器。滤波器可以用二端口电路进行建模,如图3.3-7所示。由于电路理论中已经对单端口电路和二端口电路进行了详尽的分析,本篇不再赘述。

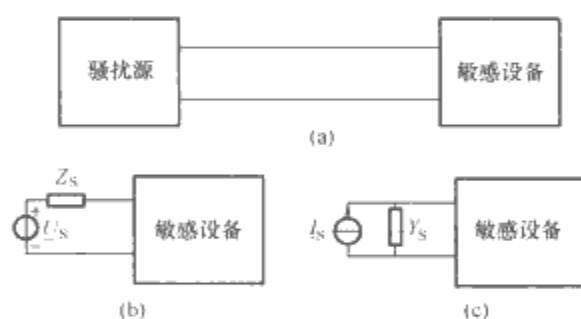


图 3.3-6 骚扰源和敏感设备及其等效电路
(a) 骚扰源和敏感设备; (b) 戴维南等效电路;
(c) 诺顿等效电路

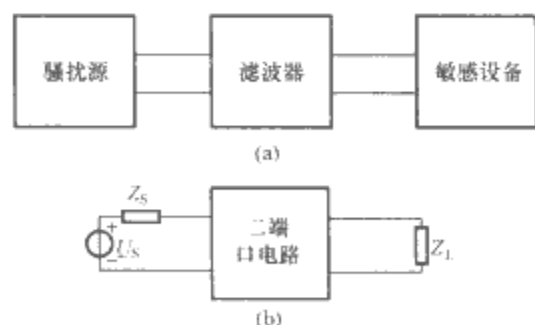


图 3.3-7 滤波器及其等效电路
(a) 骚扰源、滤波器和敏感设备;
(b) 二端口等效电路

在电磁兼容的传导耦合分析中,除了广泛应用上述电路理论外,还经常应用二端口电路的散射参数概念。另外,对于一些特殊的电磁兼容问题,在二端口电路内可能含有骚扰

源,如图3.3-8所示。这时还需要应用有源二端口电路的建模方法。下面对这两部分内容进行阐述。



图 3.3-8 骚扰源和敏感设备

2.1 无源二端口电路的散射参数

在实际中,经常采用测量的方法获得无源二端口电路的参数。当测量频率要求较宽时,很难实现理想的开路和短路条件。因此,在实际中经常通过测量散射参数实现对无源二端口电路的建模。无源二端口电路的散射参数如图3.3-9所示。

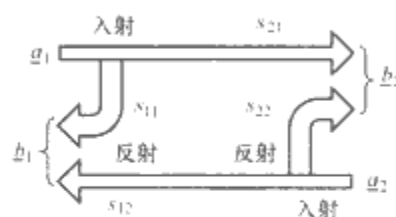


图 3.3-9 无源二端口电路的散射参数

图3.3-9中, a_1 和 a_2 分别为端口1和端口2的入射波的复数表示值(幅度和相位), b_1 和 b_2 分别为两个端口的反射波的复数表示值。有如下关系

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (3.3-5)$$

式中: s_{11} 、 s_{12} 、 s_{21} 、 s_{22} 为无源二端口电路的散射参数,记为

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \quad (3.3-6)$$

从式(3.3-5)可以看出, s_{11} 为端口2匹配时端口1的反射系数, s_{22} 为端口1匹配时端口2的反射系数, s_{21} 为端口2匹配时端口1到端口2的传输系数, s_{12} 为端口1匹配时端口2到端口1的传输系数。与二端口电路的开路阻抗参数、短路导纳参数、混合参数和传输参数等不同的是,散射参数不是唯一的,它与无源二端口电路的端接电阻有关。如果在端口1和端口2分别端接电阻 R_1 和电阻 R_2 ,并记端接电阻矩阵为

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & R_2 \end{bmatrix} \quad (3.3-7)$$

散射参数可以按以下公式计算,即

$$\mathbf{S} = (\mathbf{Z} + \mathbf{R})^{-1} (\mathbf{Z} - \mathbf{R}) \quad (3.3-8)$$

通过在被测的无源二端口电路上端接电阻并测量散射参数,可以由式(3.3-8)计算无源二端口电路的开路阻抗参数,即

$$\mathbf{Z} = \mathbf{R} (\mathbf{I} + \mathbf{S}) (\mathbf{I} - \mathbf{S})^{-1} \quad (3.3-9)$$

式中: \mathbf{I} 为单位矩阵。同理,通过散射参数也可以获得无源二端口电路短路导纳参数,即

$$\mathbf{Y} = \mathbf{R}^{-1} (\mathbf{I} - \mathbf{S}) (\mathbf{I} + \mathbf{S})^{-1} \quad (3.3-10)$$

2.2 有源二端口电路的参数和等效电路

对于无源二端口电路而言,常用的电路参数有开路阻抗参数、短路导纳参数、混合参数和传输参数等。类似于有源单端口电路的戴维南等效电路和诺顿等效电路,对于有源二端口电路,有如下电路参数和等效电路。

(1) 开路阻抗参数(Z 参数)。端口上的电压和电流关系为

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{S1} \\ U_{S2} \end{bmatrix} \quad (3.3-11)$$

等效电路如图 3.3-10 所示。



图 3.3-10 基于 Z 参数的等效电路

(2) 短路导纳参数(Y 参数)。端口上的电压和电流关系为

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{S1} \\ I_{S2} \end{bmatrix} \quad (3.3-12)$$

等效电路如图 3.3-11 所示。



图 3.3-11 基于 Y 参数的等效电路

(3) 混合参数(H 参数)。端口上的电压和电流关系为

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{S1} \\ I_{S2} \end{bmatrix} \quad (3.3-13)$$

等效电路如图 3.3-12 所示。



图 3.3-12 基于 H 参数的等效电路

(4) 传输参数(T 参数)。端口上的电压和电流关系为

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_S \\ I_S \end{bmatrix} \quad (3.3-14)$$

等效电路如图 3.3-13 所示。

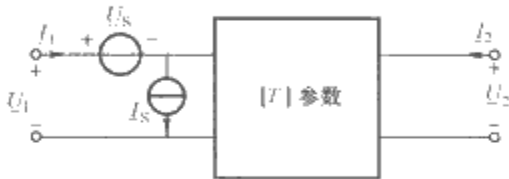


图 3.3-13 基于 T 参数的等效电路

与无源二端口电路不同参数可以相互转换类似，图 3.3-10~图 3.3-13 中的等效电源参数也可以按表 3.3-1 给出的公式相互转换。

表 3.3-1 有源二端口电路的等效电源转换公式

| 等效电源名称 | Z 参数电压源 $\begin{bmatrix} U_{S1} \\ U_{S2} \end{bmatrix}$ | Y 参数电流源 $\begin{bmatrix} I_{S1} \\ I_{S2} \end{bmatrix}$ | H 参数电源 $\begin{bmatrix} U_{S1} \\ I_{S2} \end{bmatrix}$ | T 参数电源 $\begin{bmatrix} U_S \\ I_S \end{bmatrix}$ |
|---|---|--|---|---|
| Z 参数电压源 $\begin{bmatrix} U_{S1} \\ U_{S2} \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} -\frac{y_{22}}{ y } & \frac{y_{12}}{ y } \\ \frac{y_{21}}{ y } & -\frac{y_{11}}{ y } \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 1 & -\frac{h_{12}}{h_{22}} \\ 0 & -\frac{1}{h_{22}} \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 1 & \frac{t_{11}}{t_{21}} \\ 0 & \frac{1}{t_{21}} \end{bmatrix}$ |
| Y 参数电流源 $\begin{bmatrix} I_{S1} \\ I_{S2} \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} \frac{z_{22}}{ z } & \frac{z_{12}}{ z } \\ \frac{z_{21}}{ z } & -\frac{z_{11}}{ z } \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} -\frac{1}{h_{11}} & 0 \\ -\frac{h_{21}}{h_{11}} & 1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} -\frac{t_{22}}{t_{12}} & 1 \\ -\frac{1}{t_{12}} & 0 \end{bmatrix}$ |
| H 参数电源 $\begin{bmatrix} U_{S1} \\ I_{S2} \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 1 & -\frac{z_{12}}{z_{22}} \\ 0 & \frac{1}{z_{22}} \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} -\frac{1}{y_{11}} & 0 \\ -\frac{y_{21}}{y_{11}} & 1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 1 & \frac{t_{12}}{t_{22}} \\ 0 & \frac{1}{t_{22}} \end{bmatrix}$ |
| T 参数电源 $\begin{bmatrix} U_S \\ I_S \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 1 & -\frac{z_{11}}{z_{21}} \\ 0 & -\frac{1}{z_{21}} \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{y_{21}} \\ 1 & -\frac{y_{11}}{y_{21}} \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 1 & -\frac{h_{11}}{h_{21}} \\ 0 & -\frac{1}{h_{21}} \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ |

表 3.3-1 中 $|z|$ 、 $|y|$ 分别表示 $\begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix}$ 和 $\begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix}$ 行列式的值。

3 元件的非理想特性

在传导耦合分析中,一个重要的工作是传导耦合电路的建模。由于被分析的对象是实际电路,因此必须考虑实际电路各个元件的非理想特性。下面分别讨论导线、电路板印制线、元件引线、电阻元件、电容元件、电感元件、铁氧体扼流圈与磁环等元件的非理想特性。

3.1 导线

导线是实际电路中的一类重要元件,导线的非理想特性主要体现在导线的电阻和电感效应方面。当信号频率较高时,导线的电感效应要远远大于其电阻效应。导线一般由一个或更多的实芯圆柱形导体构成。单导线通常外面包有一层绝缘材料,由于绝缘材料为非磁性材料,因此导线的绝缘层不会影响由导线上电流产生的磁场特性。

在直流情况下,导线中的电流均匀分布在横截面上。圆形导线的单位长直流电阻为

$$r_{\text{DC}} = \frac{1}{\sigma \pi r_w^2} \quad (3.3-15)$$

式中: r_w 为圆形导线的半径; σ 为导体的电导率。

随着频率的增高,集肤效应将导致导线截面上的电流向导线边缘分布,集肤深度为

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}} \quad (3.3-16)$$

式中: f 为信号频率。显然,信号频率越高,集肤深度越小。当集肤深度远小于导线半径时,电流将主要分布在具有集肤深度的导体表面附近的带状区域。此时导线只利用了其很薄的一部分金属。

对于低频情况,由于集肤深度大于或与导线半径相当,导线的单位长电阻为

$$r_{\text{LF}} = r_{\text{DC}} \quad (3.3-17)$$

对于高频情况,导线的单位长电阻为

$$\begin{aligned} r_{\text{HF}} &= \frac{1}{\sigma [\pi r_w^2 - \pi (r_w - \delta)^2]} \\ &\approx \frac{1}{\sigma 2\pi r_w \delta} = \frac{r_w}{2\delta} r_{\text{DC}} = \frac{1}{2r_w} \sqrt{\frac{\mu_0}{\pi \sigma}} \sqrt{f} \end{aligned} \quad (3.3-18)$$

对于直流和低频情况,导线的单位长内电感为

$$l_{\text{i,DC}} = l_{\text{i,LF}} = \frac{\mu_0}{8\pi} = 0.5 \times 10^{-7} \quad (\text{H/m}) \quad (3.3-19)$$

对于高频情况,导线的单位长内电感为

$$l_{\text{i,HF}} = \frac{2\delta}{r_w} l_{\text{i,DC}} = \frac{1}{4\pi r_w} \sqrt{\frac{\mu_0}{\pi \sigma}} \frac{1}{\sqrt{f}} \quad (3.3-20)$$

对于具有半径相等和间距恒定的平行导线,当导线的间距大于5倍及以上导线半径时,导线之间的邻近效应可以忽略不计。此时,导线单位长外电感为

$$l_e = \frac{\mu_0}{\pi} \ln \frac{s}{r_w} \quad (3.3-21)$$

式中: s 为导线间距。

对于长度为 l 的一对半径相等、间距恒定的平行导线,其总电感为

$$L = 2l l_i + l l_e \quad (3.3-22)$$

对于半径相等和间距恒定的平行导线,有时还要考虑导线之间的电容。与导线单位长外电感类似,导线单位长电容为

$$c = \frac{\pi \epsilon_0}{\ln \frac{s}{r_w}} \quad (3.3-23)$$

3.2 电路板印制线

印制电路板一般由介质材料制成的板材(如玻璃纤维环氧树脂材料,相对介电常数为4.7)和蚀刻在上面的印制导线(带状线)组成。印制电路板一般都很薄。例如,典型电路板厚度为1.27mm,典型印制线的厚度为35 μm 或70 μm 。印制线横截面上的电流分布与导线中的电流分布规律相似。

对于直流或低频情况,电流近似均匀分布在印制线的横截面上。因此,印制线的单位长电阻为

$$r_{\text{LF}} = r_{\text{DC}} = \frac{1}{\sigma w t} \quad (3.3-24)$$

式中: w 为印制线宽度; t 为印制线厚度。

对于高频情况,由于集肤效应,电流趋向分布于印制线的外边缘。此时,印制线的单位长电阻可以按下式近似进行计算

$$r_{\text{HF}} = \frac{1}{\sigma(2\delta w + 2\delta t)} \approx \frac{1}{2\sigma \delta w} \quad (3.3-25)$$

印制线的单位长内电感的计算原理与导线内电感相似,但比较复杂,其值与印制线外电感相比通常可以忽略不计。

由于印制线的截面为厚度极薄的矩形,一般没有计算单位长外电感和单位长电容的解析公式。一般可以采用保角变换法和电磁场数值计算方法(如有限差分法、有限元法和积分方程法)进行计算。

3.3 元件引线

一个元件必须通过引线与电路相连,这些连接引线通常为裸导线。在印制电路板中,元件最常用的连接方法就是表面贴装方法。这种方法是把元件外引的扁平矩形横截面的引线直接焊到印制电路板上。这种连接方法不仅减小了元件引线的长度,还提高了印制电路板上的元件密度,并可以实现元件的自动焊接。

影响元件高频性能最重要的因素是元件引线的长度。过长的元件引线会导致高频特性的劣化,使元件性能偏离理想状态。元件引线的长度和间隔同样要考虑电感和电容特性。

3.4 电阻元件

电阻元件是最常用的电路元件。在电子电路中,常用的电阻元件有三种,即碳纤维复合式电阻、线绕式电阻和薄膜式电阻。其中应用最多的是碳纤维复合式电阻;线绕式电阻由于其线绕式结构,具有较大的电感;薄膜式电阻的阻值比碳纤维复合式更为精密,但是不及线绕型电阻。

理想电阻元件的频率特性具有幅值相等、相位角为零的特点。但是,在高频情况下这是很难实现的,而取决于电阻元件的类型。就电阻元件的电感效应而言,线绕式电阻元件的电感效应远大于碳纤维复合式电阻元件和薄膜式电阻元件的电感效应。

碳纤维复合式电阻元件和线绕式元件电阻的另一个非理想效应是电容效应。通常,可以用图3.3-14所示的等效电路对电阻元件进行建模,图3.3-15为图3.3-14所示等效电路的简化等效电路。图中, R 为电阻元件的电阻; L_{lead} 为电阻元件两条引线的等效电感; C_{par} 为电阻元件引线的寄生电容,为引线电容 C_{lead} 与电阻元件两端电极之间电容 C_{leakage} 之和。不难看出,电阻元件的非理想效应将影响电阻元件的频

率特性。特别是对于高阻值的电阻元件，由于寄生电容的存在，将导致电阻元件的高频特性趋于劣化。

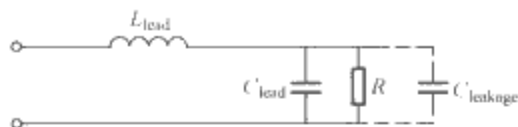


图 3.3-14 非理想电阻的等效电路

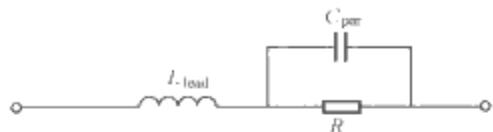


图 3.3-15 非理想电阻的简化等效电路

3.5 电容元件

电容元件的种类也很多，其中用于滤波器的电容元件主要有瓷介质电容器和固体电介质钽电容器。固体电介质钽电容在一个很小的封装中即可获得较大的电容值，相比之下瓷介质电容器的电容值一般要小很多，但能够在更高的频段上保持比较理想的特性。所以，瓷介质电容器更多地被应用于抑制高频段的电磁骚扰，而固体电介质钽电容更多地被应用于抑制低频段的电磁骚扰。这两种电容器具有相似的等效电路，它们均可以看成是中间带有电介质的一对平行板电容器，其中电介质中介电损耗(含极化损耗和欧姆损耗)可用一个阻值很高的并联电阻表示。一般来讲，这个高阻值的并联电阻相对于等效电路中其他参数而言可以忽略不计。所以电容元件可以用图 3.3-16 所示的等效电路进行等效，其中， L_{lead} 为电容元件的引线电感； R_s 为阻值很小的串联等效电阻， C 为电容元件的电容。



图 3.3-16 非理想电容的等效电路

显然，在直流情况下电容元件基本上可以看作开路。在低频情况下电容元件的阻抗随着频率的升高而下降。当频率达到等效电路的串联谐振频率时，电容元件的引线电感与电容元件的电容发生串联谐振，此时电容元件的阻抗将达到最低。电容元件的这种非理想特性在电磁兼容的传导耦合分析中要给予充分的重视。

3.6 电感元件

由于电感元件采用绕线结构，因此在建模时必须考虑电感线圈的导线电阻和相邻线圈之间的电容效应。电感元件的等效电路如图 3.3-17 所示。

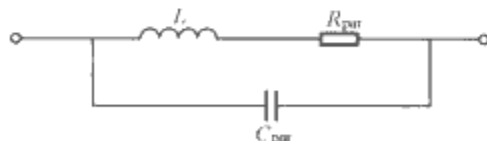


图 3.3-17 非理想电感的等效电路

在直流和低频情况下，图 3.3-17 等效电路中的电容可以忽略不计。随着频率的升高，电感元件的阻抗增加，且电容效应的作用开始显现。当频率达到等效电路的谐振频率时，电感元件的阻抗达到最大。进一步增加频率，电感元件的阻抗将随着频率的升高而降低。因此，在高频段使用电感元件时，必须考虑到电感元件中电容效应对电感特性的影响。

在实际中为了获得比较大的电感值，常常将线圈绕在一个铁磁材料制成的磁心上。由于铁磁材料具有饱和特性，随着通过电感元件的电流增加，磁心中的磁场强度也随之增大，导致磁心的磁导率迅速下降，从而使电感元件的电感值下降。因此，对于基于铁磁材料制作的电感元件，在等效电路建模时，还必须考虑到电感的非线性特性。

3.7 铁氧体与磁环

铁氧体材料基本上是非导电的陶瓷材料，由于在高频段具有相当高的磁导率，所以常常用来制作电感元件的磁心以及制作抑制瞬态电磁骚扰的扼流圈和磁环等。在电磁兼容技术中，铁氧体材料主要用于制作磁环，即将导线穿入磁环中或缠绕在磁环上，为抑制导线上电磁骚扰提供一个高频阻抗。一般而言，铁氧体磁环在有效的频率范围内可以提供几百欧姆的阻抗。

4 LC 滤波器的电路设计

抑制传导干扰的一个主要技术措施是在敏感设备的电源或信号输入端加装模拟滤波器，其中应用最多的是由电感元件和电容元件组成的 LC 滤波器。在实际中有各种不同功能和不同用途的模拟滤波器，但是，滤波器的根本目标是阻断和隔离无用信号并确保有用信号的无失真传输。

按照幅频特性的不同形式，模拟滤波器包括理想低通、理想高通、带通和带阻滤波器。它们的幅频特性曲线如图 3.3-18 所示。这四种理想模拟滤波器的设计都可以归结为模拟低通滤波器的设计，其他三种滤波器的设计可以通过频带变换方法来实现。模拟低通滤波器的设计主要包括两个方面：①根据幅频特性的设计要求，通过数学逼近的方法获得模拟低通滤波器的系统函数；②通过电路实现模拟低通滤波器的系统函数。

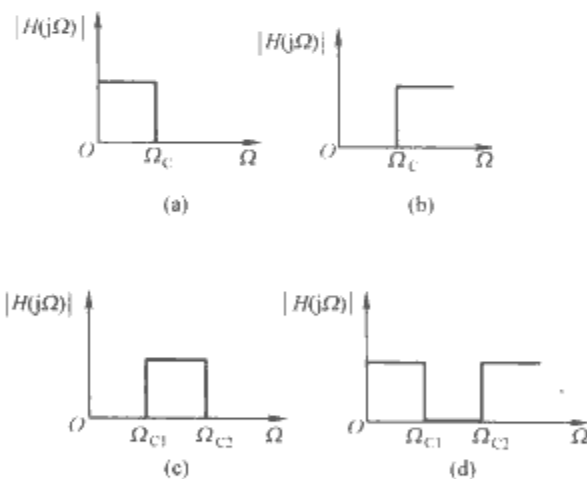


图 3.3-18 四种理想模拟滤波器的幅频响应特性曲线
(a)低通；(b)高通；(c)带通；(d)带阻

4.1 系统函数的逼近

图 3.3-18 所示的理想模拟滤波器的幅频特性曲线在实际中是无法实现的。通常可以借助幅频特性的频域容差图来描述对模拟低通滤波器的设计要求，如图 3.3-19 所示。图中 Ω_p 称为通带边缘角频率， Ω_s 称为阻带边缘角频率。通带内 $|H(j\Omega)|$ 与理想值的最大偏差为 δ_1 ，阻带衰减不为零，但不超过 δ_2 在 $\Omega_p \sim \Omega_s$ 之间的频率范围称为过渡带，过渡带内 $|H(j\Omega)|$ 的值由大到小，从通带过渡到阻带。

下面对图 3.3-20 所示的二端口电路进行讨论。图中， $E_s(j\Omega)$ 为信号源电压频谱， R_s 为信号源的内电阻， R_L 为负载电阻。取二端口电路的转移电压比为系统的系统函数，其

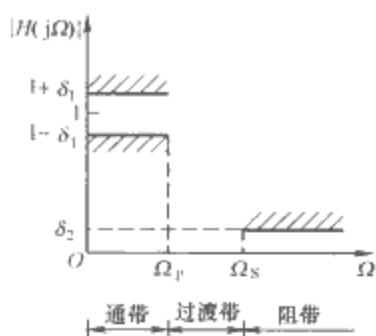


图 3.3-19 模拟低通滤波器设计的频域容差图
频率特性为

$$H_a(j\Omega) = \frac{U_0(j\Omega)}{E_s(j\Omega)} \quad (3.3-26)$$

并使其满足图 3.3-19 中的频域容差图的设计要求。



图 3.3-20 二端口电路

为实现模拟低通滤波器的设计，必须构造一个能逼近给定系统频率特性设计要求的系统函数 $H_a(s)$ 。由于系统的单位冲击响应 $h_a(t)$ 是实函数，其傅里叶变换 $H_a(j\Omega)$ 具有共轭对称性，即 $H_a(j\Omega) = H_a^*(-j\Omega)$ 。所以可以建立一个基于幅频特性 $|H_a(j\Omega)|$ 平方的模方函数，即

$$|H_a(j\Omega)|^2 = H_a(j\Omega)H_a^*(j\Omega) = H_a(j\Omega)H_a(-j\Omega) \quad (3.3-27)$$

将上式模方函数进行频率延拓，即用复频率 s 置换 $j\Omega$ ，得

$$H_a(s)H_a(-s) = |H_a(j\Omega)|^2_{j\Omega=s} \quad (3.3-28)$$

下面重点讨论在实际中广泛应用的巴特沃思型滤波器和切比雪夫型滤波器模方函数的逼近问题。

(1) 巴特沃思型逼近。巴特沃思型模拟低通滤波器的模方函数为

$$|H_a(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{\Omega}{\Omega_c}\right)^{2N}} \quad (3.3-29)$$

式中： N 为整数，称为滤波器的阶数； Ω_c 是巴特沃思型滤波器的截止角频率。

当 $\Omega = \Omega_c$ 时， $|H_a(j\Omega)|^2 = 0.5$ 。图 3.3-21 画出了不同阶次巴特沃思函数的逼近曲线。可以看出，无论在通带还是在阻带，随着角频率的增加， $|H_a(j\Omega)|$ 平滑单调地下降。随着 N 的增大，逼近特性在截止角频率 Ω_c 的附近变陡，但在截止角频率 Ω_c 处， $|H_a(j\Omega)|^2 = 0.5$ 却不变。

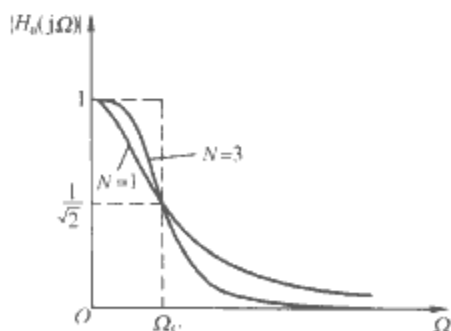


图 3.3-21 巴特沃思型逼近曲线

进行复频率延拓，将 $\Omega = -js$ 代入式(3.3-29)，并整理，得

$$H_a(s)H_a(-s) = \frac{(j\Omega_c)^{2N}}{s^{2N} + (j\Omega_c)^{2N}} \quad (3.3-30)$$

式(3.3-20)的全部极点为

$$s_p = j\Omega_c (-1)^{\frac{1}{2N}} = \Omega_c e^{j\pi(\frac{1}{2} + \frac{2p-1}{2N})}, \quad p = 1, 2, \dots, 2N \quad (3.3-31)$$

从式(3.3-21)可以看出： $H_a(s)H_a(-s)$ 共有 $2N$ 个极点，分别以角度 $\frac{\pi}{N}$ 为间隔均匀地分布在复平面以原点为中心、以 Ω_c 为半径的圆周上，且关于虚轴对称。当 N 为偶数时，在实轴上无极点；当 N 为奇数时，有两个极点即 $s = \Omega_c$ 和 $s = -\Omega_c$ 分布在实轴上；当 $p = 1, 2, \dots, N$ 时，极点均匀地分布在复平面的左半平面内；当 $p = N+1, N+2, \dots, 2N$ 时，极点均匀地分布在复平面的右半平面内。为说明这些特点，图 3.3-22 画出了 $N=3$ 和 $N=4$ 时 $H_a(s)H_a(-s)$ 的极点分布。由于所要设计的模拟低通滤波器必须是稳定的因果系统，所以系统函数的极点必须分布在复平面的左半平面。所以，巴特沃思型模拟低通滤波器的系统函数为

$$H_a(s) = \frac{\Omega_c^N}{\prod_{p=1}^N (s - s_p)} \quad (3.3-32)$$

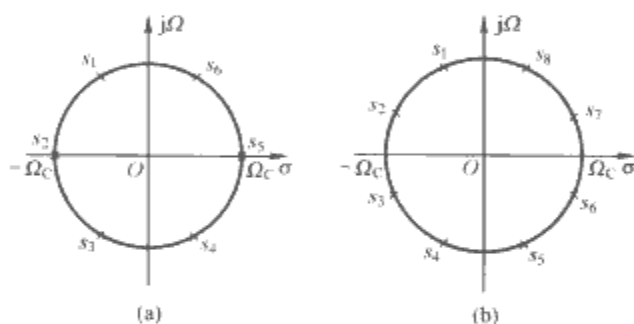


图 3.3-22 巴特沃思型逼近时 $H_a(s)H_a(-s)$ 的极点分布
(a) $N=3$; (b) $N=4$

(2) 切比雪夫型逼近。巴特沃思型逼近函数无论是在通带还是在阻带都是单调变化的。所以，巴特沃思型滤波器在通带内的幅频特性不具有均匀性。因此，更有效的设计方法应该是使通带的幅频特性具有一定的波动性，以使其在通带内尽量地均匀。这可以通过选择具有等波动特性的切比雪夫型逼近函数来达到。切比雪夫型模拟低通滤波器的模方函数为

$$|H_a(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 \left[C_N\left(\frac{\Omega}{\Omega_c}\right) \right]^2} \quad (3.3-33)$$

式中： ϵ 为波纹系数，它决定了通带内幅频特性起伏的大小； N 为整数，称为滤波器的阶数。 N 阶切比雪夫多项式 $C_N(x)$ 被定义为

$$C_N(x) = \begin{cases} \cos(N \arccos x), & |x| \leq 1 \\ \cosh(N \operatorname{arccosh} x), & |x| > 1 \end{cases} \quad (3.3-34)$$

由式(3.3-34)可以推知

$C_0(x) = 1$, $C_1(x) = x$, $C_2(x) = 2x^2 - 1$, $C_3(x) = 4x^3 - 3x$, ... 可以看出， $C_N(x)$ 是 x 的 N 次多项式，最高次幂的系数为 2^{N-1} ($N \geq 1$)。图 3.3-23 画出了不同阶次的切比雪夫型逼近曲线。可以看出，当 $\Omega = \Omega_c$ 时

$$C_N\left(\frac{\Omega}{\Omega_c}\right) = 1, \quad |H_a(j\Omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2}}$$

可见， ϵ 越小，通带内幅频特性的波动越小。在阻带内幅频特性呈现单调下降。所以，将 Ω_c 定义为切比雪夫型滤波器

的截止角频率,其值等于通带边缘角频率 Ω_p 。这与巴特沃思型滤波器的截止角频率是不同的。当 N 为奇数时, $|H_a(0)|=1$; 当 N 为偶数时, $|H_a(0)|=1/\sqrt{1+\epsilon^2}$ 。

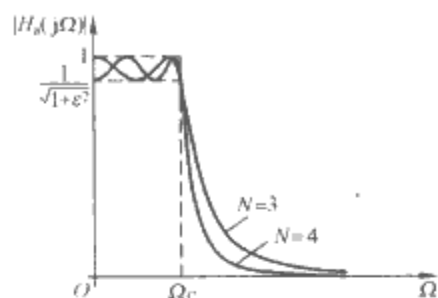


图 3.3-23 切比雪夫型逼近曲线

进行复频率延拓,将 $\Omega = -js$ 代入式(3.3-33),并整理,得

$$H_a(s)H_a(-s) = \frac{1}{1 + \epsilon^2 \left[C_N\left(\frac{s}{j\Omega_c}\right) \right]^2} \quad (3.3-35)$$

可以求出式(3.3-35)的全部极点为

$$s_p = s_{ap} + js_{\Omega p}, \quad p=1, 2, \dots, 2N \quad (3.3-36)$$

其中

$$\begin{cases} s_{ap} = -\Omega_c \sin\left(\frac{2p-1}{2N}\pi\right) \sinh\left(\frac{1}{N} \operatorname{arcsinh}\frac{1}{\epsilon}\right) \\ s_{\Omega p} = \Omega_c \cos\left(\frac{2p-1}{2N}\pi\right) \cosh\left(\frac{1}{N} \operatorname{arcsinh}\frac{1}{\epsilon}\right) \end{cases}, \quad p=1, 2, \dots, 2N \quad (3.3-37)$$

由式(3.3-37)可以看出,所有极点 s_p 均分布在如下椭圆上,即

$$\frac{s_{ap}^2}{a_N^2} + \frac{s_{\Omega p}^2}{b_N^2} = 1 \quad (3.3-38)$$

式中,椭圆的短半轴 a_N 和长半轴 b_N 分别为

$$\begin{cases} a_N = \Omega_c \sinh\left(\frac{1}{N} \operatorname{arcsinh}\frac{1}{\epsilon}\right) \\ b_N = \Omega_c \cosh\left(\frac{1}{N} \operatorname{arcsinh}\frac{1}{\epsilon}\right) \end{cases} \quad (3.3-39)$$

图 3.3-24 分别画出了 $N=3$ 和 $N=4$ 时 $H_a(s)H_a(-s)$ 的极点分布图。可以看出, $H_a(s)H_a(-s)$ 共有 $2N$ 个极点。它们以角度 π/N 为间隔分布在短半轴为 a_N 、长半轴为 b_N 的椭圆上,且关于虚轴对称。当 N 为偶数时,在实轴上无极点;当 N 为奇数时,有两个极点即 $s=a_N$ 和 $s=-a_N$ 分布在实轴上。另外,由式(3.3-37)还可以看出,当 $p=1, 2, \dots, N$ 时,极点均匀地分布在复平面的左半平面内;当 $p=N+1, N+2, \dots, 2N$ 时,极点均匀地分布在复平面的右半平面内。由于所要设计的模拟低通滤波器必须是稳定的因果系统,所以系统函数的极点必须分布在复平面的左半平面。因此,切比雪夫型模拟低通滤波器的系统函数为

$$H_a(s) = \frac{\Omega_c^N}{2^{N-1}\epsilon \prod_{p=1}^N (s - s_p)} \quad (3.3-40)$$

对于同样模拟低通滤波器的设计要求,切比雪夫型逼近比巴特沃思型逼近的阶数要低。在实际中,无论是巴特沃思型逼近,还是切比雪夫型逼近,为了便于设计,一般均将复频率 s 按截止角频率 Ω_c 做归一化处理,即令 $\tilde{s} = s/\Omega_c$,称 \tilde{s} 为归一化复频率。用归一化复频率表示的系统函数称为归一化系统函数。巴特沃思型逼近的归一化系统函数为

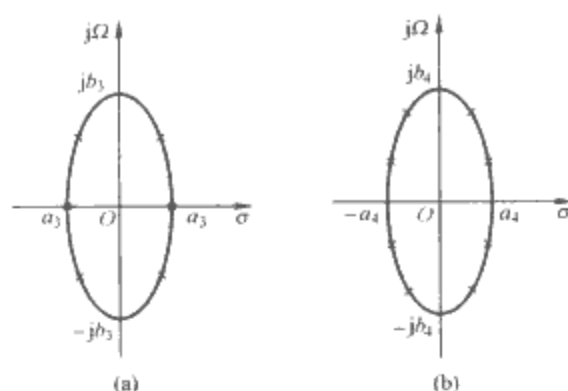


图 3.3-24 切比雪夫型逼近的极点分布
(a) $N=3$; (b) $N=4$

$$H_a(\tilde{s}) = \frac{1}{\prod_{p=1}^N (\tilde{s} - \tilde{s}_p)} \quad (3.3-41)$$

所以,切比雪夫型逼近的归一化系统函数为

$$H_a(\tilde{s}) = \frac{1}{2^{N-1}\epsilon \prod_{p=1}^N (\tilde{s} - \tilde{s}_p)} \quad (3.3-42)$$

式中, $\tilde{s}_p = s_p/\Omega_c$ 。在实际中,为了便于滤波器的设计,常把归一化系统函数 $H_a(\tilde{s})$ 按照阶数 N 制成表格,利用这些表格便可以很方便地根据模拟低通滤波器的设计要求,确定其对应的归一化系统函数 $H_a(\tilde{s})$ 。然后,再将 $\tilde{s} = s/\Omega_c$ 代入,就得到系统函数 $H_a(s)$ 。

4.2 系统函数的电路实现

从图 3.3-20 可以看出,模拟滤波器是一个二端口电路。当在其输出端 2-2' 端接负载电阻 R_L 后,便成为一个单端口电路。梯形电路是单端口电路最简单的一种形式,主要有图 3.3-25 所示的两种结构,分别称为考尔 I 型和考尔 II 型。由于二端口电路的电路实现需要借助于单端口电路来实现,因此,首先讨论图 3.3-25 梯形电路的实现方法。分别求图 3.3-25 所示的两个单端口电路的输入阻抗 Z_{in} 和输入导纳 Y_{in} ,得

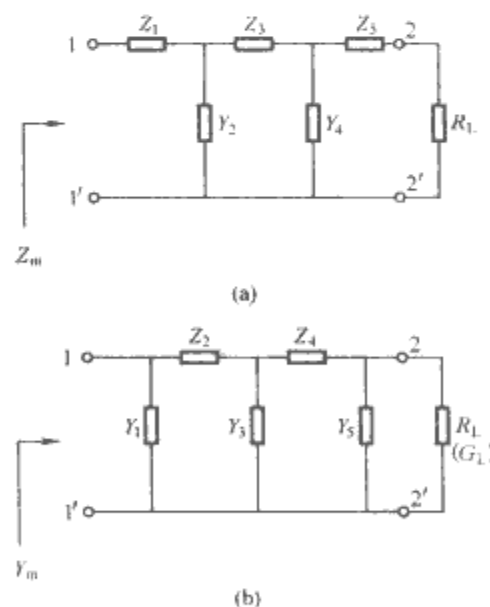


图 3.3-25 梯形电路
(a)考尔 I 型; (b)考尔 II 型

$$Z_{in} = Z_1 + \frac{1}{Y_2 + \frac{1}{Z_3 + \frac{1}{Y_4 + \frac{1}{Z_5 + R_L}}}} \quad (3.3-43)$$

$$Y_{in} = Y_1 + \frac{1}{Z_2 + \frac{1}{Y_3 + \frac{1}{Z_4 + \frac{1}{Y_5 + G_L}}}} \quad (3.3-44)$$

可以看出,考尔 I 型电路的输入阻抗 Z_{in} 具有连分式结构。同样考尔 II 型电路的输入导纳 Y_{in} 也具有连分式结构。如果将图 3.3-25 所示的电路限定为用无源 LC 电路实现的模拟低通滤波器的话,那么无论是用考尔 I 型还是考尔 II 型电路,其串臂阻抗 Z_k 都只能应用电感元件 L_k 实现,而并臂导纳 Y_k 都只能用电容元件 C_k 实现,即

$$Z_k = sL_k, Y_k = sC_k$$

将上式分别代入式(3.3-43)和式(3.3-44),得

$$Z_{in} = sL_1 + \frac{1}{sC_2 + \frac{1}{sL_3 + \frac{1}{sC_4 + \frac{1}{sL_5 + R_L}}}} \quad (3.3-45)$$

$$Y_{in} = sC_1 + \frac{1}{sL_2 + \frac{1}{sC_3 + \frac{1}{sL_4 + \frac{1}{sC_5 + G_L}}}} \quad (3.3-46)$$

不难看出,考尔 I 型电路的输入阻抗的分子多项式阶数比分母多项式阶数高一阶,考尔 II 型电路的输入导纳的分子多项式阶数比分母多项式阶数高一阶。根据上述特点,就可以根据给出的输入阻抗或输入导纳来确定其电路结构并实现电路元件的参数。

下面讨论无源 LC 模拟低通滤波器的电路实现。重画图 3.3-20 如图 3.3-26 所示。从图 3.3-26 可以看出,当 $Z_{in}(j\Omega)$ 等于 R_S 时,即匹配情况,信号源 $E_S(j\Omega)$ 可以为滤波器提供最大的输入功率 P_1^+ ,即

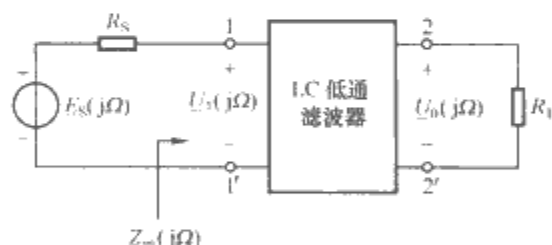


图 3.3-26 无源 LC 模拟低通滤波器

$$P_1^+ = \frac{|E_S|^2}{4R_S} \quad (3.3-47)$$

又称 P_1^+ 为滤波器输入端的人射功率。此时,滤波器输入端的电压 \underline{U}_1 为

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_1^+ = \frac{1}{2} E_S \quad (3.3-48)$$

又称 \underline{U}_1^+ 为滤波器输入端的人射电压。当 $Z_{in}(j\Omega)$ 不等于 R_S 时,有

$$\underline{U}_1 = \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_S} E_S \quad (3.3-49)$$

为了反映滤波器的输入阻抗 $Z_{in}(j\Omega)$ 与信号源内阻 R_S 的失配情况,定义滤波器输入端的反射电压为

$$\underline{U}_1^- = \underline{U}_1 - \underline{U}_1^+ = \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_S} E_S - \frac{1}{2} E_S = \frac{1}{2} \frac{Z_{in} - R_S}{Z_{in} + R_S} E_S \quad (3.3-50)$$

将式(3.3-50)中的 \underline{U}_1^- 与 \underline{U}_1^+ 之比定义为滤波器输入端的电压反射系数 $\rho_1(j\Omega)$,即

$$\rho_1(j\Omega) = \frac{\underline{U}_1^-}{\underline{U}_1^+} = \frac{Z_{in}(j\Omega) - R_S}{Z_{in}(j\Omega) + R_S} \quad (3.3-51)$$

写成复频率形式为

$$\rho_1(s) = \frac{Z_{in}(s) - R_S}{Z_{in}(s) + R_S} \quad (3.3-52)$$

如果知道了滤波器输入端的电压反射系数 $\rho(s)$,从式(3.3-52)就可以求出滤波器输入端的输入阻抗 $Z_{in}(s)$ 为

$$Z_{in}(s) = \frac{1 + \rho_1(s)}{1 - \rho_1(s)} R_S \quad (3.3-53)$$

由式(3.3-51)电压反射系数的定义,有

$$\rho_1^2(j\Omega) = \left(\frac{\underline{U}_1^-}{\underline{U}_1^+} \right)^2 = \frac{(\underline{U}_1^-)^2}{\frac{1}{4} |E_S|^2} = \frac{\frac{(\underline{U}_1^-)^2}{R_S}}{\frac{|E_S|^2}{4R_S}} = \frac{P_1^-}{P_1^+} \quad (3.3-54)$$

式中: P_1^- 为滤波器输入端阻抗失配产生的反射功率。由于图 3.3-26 所示 LC 电路是无源且无损的,因此滤波器输入端的输入功率 P_1 应等于滤波器输出端的负载功率 P_L ,即有

$$P_1^- = P_1^+ - P_1 = P_1^+ - P_L$$

将上式代入式(3.3-54),得

$$\begin{aligned} \rho_1^2(j\Omega) &= \frac{P_1^+ - P_L}{P_1^+} = 1 - \frac{P_L}{P_1^+} \\ &= 1 - \frac{\frac{U_0^2}{R_L}}{\frac{|E_S|^2}{4R_S}} = 1 - \frac{4R_S}{R_L} \left(\frac{U_0}{E_S} \right)^2 \\ &= 1 - \frac{4R_S}{R_L} H_a^2(j\Omega) \end{aligned}$$

将上式重写为如下形式

$$\rho_1(j\Omega)\rho_1^*(j\Omega) = 1 - \frac{4R_S}{R_L} H_a(j\Omega)H_a^*(j\Omega)$$

由于网络函数 $H_a(j\Omega)$ 具有 $H_a(j\Omega) = H_a^*(-j\Omega)$ 的性质,上式可写为

$$\rho_1(j\Omega)\rho_1(-j\Omega) = 1 - \frac{4R_S}{R_L} H_a(j\Omega)H_a(-j\Omega)$$

将上式进行频率延拓,即用复频率 s 置换 $j\Omega$,得

$$\rho_1(s)\rho_1(-s) = 1 - \frac{4R_S}{R_L} H_a(s)H_a(-s) \quad (3.3-55)$$

由式(3.3-55),可以获得无源 LC 模拟低通滤波器的实现方法如下:

(1)将给定的模拟低通滤波器的系统函数 $H_a(s)$ 代入式(3.3-55),并求出 $\rho_1(s)\rho_1(-s)$ 全部的极点和零点。

(2)将 $\rho_1(s)\rho_1(-s)$ 全部的极点和零点按照在复平面的左半平面和右半平面分成两类。

(3)由于设计的模拟低通滤波器是稳定的因果系统,所以反射系数 $\rho_1(s)$ 的所有极点应分布在复平面的左半平面;同时为使该模拟滤波器具有最小相位,反射系数 $\rho_1(s)$ 的所有零点也应分布在复平面的左半平面。这样,便可以根据分布在复平面左半平面的极点和零点来构造反射系数 $\rho_1(s)$ 。

(4)将反射系数 $\rho_1(s)$ 代入式(3.3-53),求模拟低通滤波器的输入端阻抗 $Z_{in}(s)$,并用考尔 I 型电路或考尔 II 型电路实现输入端阻抗 $Z_{in}(s)$,即实现该模拟低通滤波器。

为设计方便,在模拟低通滤波器设计中,除将复频率 s 作归一化处理外,一般还将模拟低通滤波器输入端的输入阻抗 $Z_{in}(\tilde{s})$ 按信号源内阻 R_S 进行归一化处理,得

$$\tilde{Z}_{in}(\tilde{s}) = \frac{Z_{in}(\tilde{s})}{R_S} = \frac{1 + \rho_1(\tilde{s})}{1 - \rho_1(\tilde{s})} \quad (3.3-56)$$

式中, $\tilde{Z}_{in}(\tilde{s})$ 称为滤波器输入端的归一化输入阻抗。在实际中, 基于上述无源 LC 二端口电路和归一化阻抗 $\tilde{Z}_{in}(\tilde{s})$, 专门制作了供设计使用的设计表格。采用归一化复频率和归一化阻抗获得的归一化系统函数 $H_a(\tilde{s})$, 可以解决一类模拟低通滤波器的设计问题, 只要改变截止角频率 Ω_c 和信号源内阻 R_S 即可。

下面举例说明如何用一个二端口电路来实现给出的系统函数。设欲设计的模拟低通滤波器的截止角频率 $\Omega_c = 2\pi \times 10^4 \text{ rad/s}$, 信号源的内阻 $R_S = 50\Omega$, 负载电阻 $R_L = 100\Omega$ 。显然, 信号源内阻的归一化电阻 $\tilde{R}_S = 1$, 负载电阻的归一化电阻 $\tilde{R}_L = 2$ 。该模拟低通滤波器的归一化系统函数为

$$H_a(\tilde{s}) = \frac{H_0}{\tilde{s}^2 + 3\tilde{s} + 3}$$

由于欲设计的是模拟低通滤波器, 当 $\tilde{s} = 0$ 时, 即直流情况时, 图 3.3-25 所示的考尔 I 型电路和考尔 II 型电路的串臂应该短路、并臂应该开路, 所以有

$$H_a(\tilde{s})|_{\tilde{s}=0} = \frac{H_0}{3} = \frac{\tilde{R}_L}{\tilde{R}_S + \tilde{R}_L}$$

所以

$$H_0 = \frac{3\tilde{R}_L}{\tilde{R}_S + \tilde{R}_L} = \frac{3 \times 2}{1 + 2} = 2$$

由式(3.3-55)得

$$\begin{aligned} \rho_1(\tilde{s})\rho_1(-\tilde{s}) &= 1 - \frac{4 \times 1}{2} \times \frac{2}{\tilde{s}^2 + 3\tilde{s} + 3} \times \frac{2}{\tilde{s}^2 - 3\tilde{s} + 3} \\ &= \frac{(\tilde{s}^2 + \sqrt{5}\tilde{s} + 1)(\tilde{s}^2 - \sqrt{5}\tilde{s} + 1)}{(\tilde{s}^2 + 3\tilde{s} + 3)(\tilde{s}^2 - 3\tilde{s} + 3)} \end{aligned}$$

利用系统的稳定和最小相位条件, 反射系数 $\rho_1(\tilde{s})$ 有以下两种形式, 即

$$\rho_1'(\tilde{s}) = \frac{\tilde{s}^2 + \sqrt{5}\tilde{s} + 1}{\tilde{s}^2 + 3\tilde{s} + 3}, \quad \rho_1''(\tilde{s}) = -\frac{\tilde{s}^2 + \sqrt{5}\tilde{s} + 1}{\tilde{s}^2 + 3\tilde{s} + 3}$$

再由式(3.3-53), 分别得

$$\begin{aligned} \tilde{Z}_{in}'(\tilde{s}) &= \frac{2\tilde{s}^2 + (3 + \sqrt{5})\tilde{s} + 4}{(3 - \sqrt{5})\tilde{s} + 2} \\ \tilde{Z}_{in}''(\tilde{s}) &= \frac{(3 - \sqrt{5})\tilde{s} + 2}{2\tilde{s}^2 + (3 + \sqrt{5})\tilde{s} + 4} \end{aligned}$$

依题意, 当 $\tilde{s} = 0$ 时即在直流情况下, $\tilde{Z}_{in}(\tilde{s})|_{\tilde{s}=0} = \tilde{R}_L = 2$ 。将 $\tilde{s} = 0$ 代入以上两式, 分别得

$$\tilde{Z}_{in}'(0) = 2, \quad \tilde{Z}_{in}''(0) = 0.5$$

显然, $\tilde{Z}_{in}''(\tilde{s})$ 不满足题设条件, 舍去。将 $\tilde{Z}_{in}'(\tilde{s})$ 进行连分式展开得

$$\tilde{Z}_{in}'(\tilde{s}) = 2.618\tilde{s} + \frac{1}{0.191\tilde{s} + \frac{1}{2}}$$

上式又可以写为

$$\tilde{Z}_{in}'(\tilde{s}) = \tilde{L}\tilde{s} + \frac{1}{\tilde{C}\tilde{s} + \frac{1}{\tilde{R}_L}}$$

式中, \tilde{L} 和 \tilde{C} 分别称为归一化电感和归一化电容。将归一化复频率和归一化阻抗还原得

$$\begin{aligned} Z_{in}(s) &= R_S \tilde{L} \times \frac{s}{\Omega_c} + \frac{R_S}{\tilde{C} \times \frac{s}{\Omega_c} + \frac{1}{\tilde{R}_L}} = \\ &= \frac{R_S \tilde{L} s + \frac{1}{\Omega_c \tilde{C} \tilde{R}_L}}{\frac{1}{\Omega_c \tilde{C} R_S} s + \frac{1}{R_S \tilde{R}_L}} \end{aligned}$$

所以

$$L = \frac{R_S \tilde{L}}{\Omega_c} = \left(\frac{50}{2\pi \times 10^4} \times 2.618 \right) \text{mH} = 2.08 \text{mH}$$

$$C = \frac{1}{\Omega_c R_S \tilde{C}} = \left(\frac{1}{2\pi \times 10^4 \times 50} \times 0.191 \right) \mu\text{F} = 0.061 \mu\text{F}$$

因此, 满足要求的模拟低通滤波器的电路如图 3.3-27 所示。

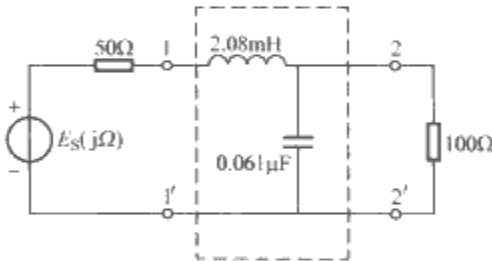


图 3.3-27 模拟低通滤波器的实现电路

4.3 频带变换与元件变换

前已述及, 模拟高通、带通和带阻滤波器的设计可以借助于模拟低通滤波器的设计来完成。它们的设计和实现方法就是所谓的频带变换与元件变换方法。通过对模拟低通滤波器的归一化系统函数 $H_a(\tilde{s})$ 进行复频率变换, 就可以获得模拟高通、带通和带阻滤波器的归一化系统函数。通过对模拟低通滤波器的归一化阻抗元件进行变换, 就可以获得模拟高通、带通和带阻滤波器的实现电路。表 3.3-2 分别列出了频率变换与元件变换公式。利用表 3.3-2 列出的变换公式, 就可以将模拟低通滤波器的系统函数与实现电路转换为模拟高通、带通和带阻滤波器的系统函数和实现电路。

表 3.3-2 由归一化模拟低通滤波器确定其他模拟滤波器的变换表

| 变换型式 | 归一化低通 | 低 通 | 高 通 | 带 通 | 带 阻 |
|------|-------------|----------------------------------|----------------------------------|--|--|
| 频率变换 | \tilde{s} | $\tilde{s} = \frac{s}{\Omega_c}$ | $\tilde{s} = \frac{\Omega_c}{s}$ | $\tilde{s} = \frac{s^2 + \Omega_0^2}{s\Omega_r}$ | $\tilde{s} = \frac{s\Omega_r}{s^2 + \Omega_0^2}$ |
| 元件变换 | | | | | |

| 续表 | | | | | |
|------|-------|-----|-----|-----|-----|
| 变换型式 | 归一化低通 | 低 通 | 高 通 | 带 通 | 带 阻 |
| 元件变换 | | | | | |
| 容差图 | | | | | |

5 传导耦合分析的常用软件

如前所述，传导耦合分析的关键是电路的建模，一旦建立起一个能够反映实际电路运行特性的电路模型，无论这个电路模型是简单的还是复杂的，都可以应用电路分析方法进行分析。目前，很多电路分析软件可以应用于电路的传导耦合分析，下面对应用比较广泛的两个电路分析软件进行介绍。

5.1 PSpice 软件

PSpice 是较早出现的一个电路设计自动化软件，也是当今世界上著名的电路分析的标准软件之一，1984 年 1 月由美国 Microsim 公司首次推出。它是在电路分析软件 Spice 基础上发展起来的面向个人计算机的通用电路分析软件。

Spice(Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)是由美国加利福尼亚州大学伯克利分校开发的电路分析软件，它在众多的电路计算机辅助分析和设计工具软件中，是最受欢迎的软件工具之一。随后，它的版本不断更新，功能不断完善。基于磁盘操作系统的 PSpice5.0 及其以下版本自 1980 年代以来在我国得到广泛应用。目前广泛使用的 PSpice5.1 及其以后版本是 Microsim 公司于 1996 年开发的基于视窗环境的电路分析程序，并且从 6.0 版本开始引入图形界面。1998 年著名的电路设计自动化软件商业软件开发商 OrCAD 公司与 Microsim 公司正式合并，自此 Microsim 公司的 PSpice 产品正式并入 OrCAD 公司的商业电路设计自动化软件系统中，并成为 OrCAD/PSpice。然而 PSpice 仍然单独销售和使用，推出的最新版本为 PSpice 9.1。

目前，PSpice Release 9.0 共有六大功能模块，其中核心模块是 PSpice A/D，其余功能模块分别为 Capture(电路原理图设计模块)、Stimulus Editor(激励信号编辑模块)、Model Editor(模型参数提取模块)、PSpice/Probe(模拟显示和分析模块)和 Optimizer(优化模块)。

PSpice 软件具有强大的电路图绘制功能、电路模拟仿真功能、图形后处理功能和元器件符号制作功能。它以图形方式输入，自动进行电路检查，自动完成电路计算并生成图表。它的用途非常广泛，不仅可以用于电路分析和优化设计，还可用于电路、电子电路、信号与系统等课程的计算机辅助教学。与印刷电路板设计软件配合使用，还可实现电子电路的设计自动化。所以，PSpice 被公认为通用电路分析程序中最优秀的软件，具有广阔的应用前景。

PSpice 软件的主要功能如下：

(1)直流电路分析。可以进行电子电路的静态工作点分析、直流小信号传递函数值分析、直流扫描分析、直流小信

号灵敏度分析等。在进行静态工作点分析时，电路中的电感全部短路、电容全部开路，分析结果包括电路每一个节点的电位值和在此工作点下的有源器件模型参数值。这些结果以文本文件方式输出。在直流小信号传递函数值分析中，可以计算出在直流小信号下的输出变量与输入变量的比值，输入电阻和输出电阻也作为直流电路分析的一部分，此时直流电路中不能有隔直电容，分析结果以文本方式输出。在直流扫描分析中，可作出各种直流转移特性曲线，输出变量可以是某节点电为或某支路电流，输入变量可以是独立电压源、独立电流源以及元器件模型参数和通用(Global)参数(在电路中用户可以自定义的参数)。在直流小信号灵敏度分析中，可以分析电路各元器件参数发生微小变化时对电路特性的影响程度，灵敏度分析的结果以归一化的灵敏度值和相对灵敏度形式给出，并以文本方式输出。

(2)交流小信号分析。可以进行电路的频率响应分析和噪声分析。对于电子电路，PSpice 软件在进行交流分析前，先计算电路的静态工作点，确定电路中所有非线性器件的交流小信号模型参数，然后在用户所指定的频率范围内对电路进行仿真分析。在频率响应分析中，能够分析传递函数的幅频响应和相频响应，也可以得到电压增益、电流增益、互阻增益、互导增益、输入阻抗、输出阻抗的频率响应，分析结果均可以曲线方式输出。在噪声分析时，可计算出每个频率点上的输出噪声电平以及等效的输入噪声电平，噪声电平都以噪声带宽的平方根进行归一化。

(3)瞬态分析。通过电路的时域分析，可以给出电路对不同信号的瞬态响应，还可以通过快速傅里叶变换，给出响应的频谱图。对于数字电路，通过瞬态分析也可以得到数字电路的时序波形。

(4)蒙特卡罗分析和最坏情况分析。蒙特卡罗分析是分析电路元器件参数在它们各自的容差(容许误差)范围内，以某种分布规律随机变化时电路特性的变化情况。这些特性包括直流、交流或瞬态特性。最坏情况分析与蒙特卡罗分析都属于统计分析，所不同的是蒙特卡罗分析是在同一次仿真分析中，参数按指定的统计规律同时发生随机变化；而最坏情况分析则是在最后一次分析时，使各个参数同时按容差范围内各自的最大变化量改变，以得到最坏情况下的电路特性。

虽然 PSpice 软件应用越来越广泛，但是它^{〔1〕}主要是 Spice 软件主要是针对电子电路^{〔2〕}，软件中的元器件模型都是针对小功率电力电子电路中所用的大功率元器件存^{〔3〕}况不尽适用，有时甚至可能导致错误的时域分析时，由于 Spice 软件采用变步长性的开关状态变化的电力电子电路而言，。

寻求合适的步长上面,从而导致计算时间过长,有时甚至不收敛。另外,PSpice在磁性元器件的模型方面也有待加强。

5.2 EMTP/ATP 软件

EMTP(ElectroMagnetic Transient Program)是加拿大H. W. Dommel教授首创的电磁暂态分析软件,它具有分析功能多、元器件模型全和运算结果精确等优点,特别适用于一般电路的稳态和暂态分析。它的典型应用是预测电力系统在某个扰动(如开关投切或故障)之后相关变量随时间变化的规律。

1984年以前的十多年里,美国能源部的邦维尔电管局主持了EMTP程序的开发工作,并在人力和财力上对EMTP程序的开发工作给予了极大的支持。当时的工作属于公共域内,其成果可以免费提供给任何一个感兴趣的团体。

1984年以后,EMTP程序主要分为两支,一支以DCG(EMTP Development Coordination Group, 1982年由北美6个大型电力机构组成)/EPRI(美国电力科学研究院)为代表,试图将EMTP程序商业化;另一支即EMTP / ATP,它继续保持EMTP程序的可免费使用性,但是,为了防止

其成果被商业化的EMTP所利用,EMTP / ATP不属于公共域内。1984年初,由于DCG的工作已经对免费使用的EMTP程序构成威胁,因此,原EMTP程序的开发者之一W Scott Meyer博士为了维护EMTP程序的可免费使用性,于1984年初终止了为期12年的EMTP程序开发合同,并将他所有的业余时间用来开发一个富有生命力的替代程序。从此,1984年秋EMTP / ATP程序正式诞生。

EMTP/ATP(The Alternative Transients Program)程序是EMTP程序的免费独立版本,也是目前世界上电路分析程序应用最广泛的一个软件。它可以分析复杂电路和任意结构的控制系统,数学模型广泛。它除用于可以进行暂态计算外,还有许多其他重要的功能。

EMTP/ATP的主要功能有:雷电过电压分析,操作过电压和故障分析,电力系统的过电压分析,电力系统接地等现象的快速暂态分析,电力设备的建模,电机启动过程动态仿真,发电机轴系扭振分析,变压器及并联电抗器/电容器的开断分析,互感器的铁磁谐振分析,电力电子电路分析,断路器电弧和冲击电流分析,灵活交流电力系统设备如STATCOM、SVC、UPFC和TCSC的建模与分析,电力系统的谐波分析,电力系统继电保护设备的仿真实验等。

第4章 低频场耦合的基本理论

本章论述了电导性耦合、电容性耦合和电感性耦合等低频电磁场耦合的耦合机理,建立了低频电磁场耦合的等效电路模型,给出了典型导体系统的部分电容和互电感的计算公式。

1 电流场与电导性耦合

电导性耦合是最常见的传导性耦合。例如,骚扰源和敏感对象之间的各类电源、信号、接地等连接导线等。这些连接导线除了为供电电源或信号源提供传输回路以及电位参考点外,也同时将骚扰源的电磁骚扰传输给敏感对象。图3.4-1(a)为传导性耦合的典型电路,图3.4-1(b)为等效电路, U_0 和 R_0 分别为骚扰源的等效电压和等效内电阻, R_{c1} 和 R_{c2} 分别为上、下连接导线的等效电阻, R_L 为敏感对象的等效电阻。

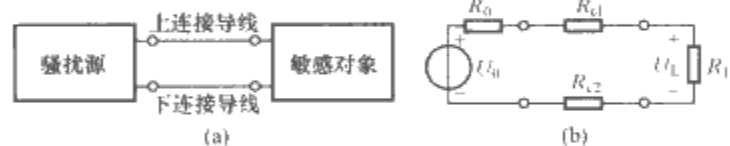


图 3.4-1 传导性耦合电路
(a) 典型电路; (b) 等效电路

骚扰源通过连接导线直接耦合到敏感对象上的电压为

$$U_L = \frac{R_L}{R_0 + R_{c1} + R_{c2} + R_L} U_0 \quad (3.4-1)$$

对于低频情况,连接导线的等效电阻 R_c 可以按导线的直流电阻进行计算,即

$$R_c = \frac{\rho L}{S_{DC}} \quad (3.4-2)$$

式中: ρ 为导线的电阻率; L 为导线的长度; S_{DC} 为导线的截面积。对于高频情况,由于集肤效应,导线中的电流分布趋于导线表面,使导线的等效截面积变小。例如,对于直径为 d 的圆截面导线,导线的等效截面积为

$$S_{AC} = \pi d \delta \quad (3.4-3)$$

式中: δ 是频率为 f 时对应的集肤深度,即

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_0}} \quad (3.4-4)$$

式中: μ_0 为真空磁导率。所以,连接导线的等效电阻为

$$R_c = \frac{\rho L}{S_{AC}} \quad (3.4-5)$$

需要指出的是,在高频情况下,除了要考虑连接导线的等效电阻外,还要考虑连接导线等效电感产生的等效电抗。等效电感的计算方法可以参考第3章的相关内容。

相对于连接导线的电阻或阻抗分析而言,公共电源回路与公共接地回路的电阻或阻抗的分析相对比较复杂,一般需要应用电流场理论进行分析,下面进行详细论述。

1.1 公共电源回路与公共接地回路

在任何一个电气或电子设备与系统中,无一例外地都具有供电电源回路和接地回路。在实际中,无论是供电电源回

路还是接地回路,都存在公共回路电阻或阻抗。例如,对于图3.4-2(a)所示电路,骚扰源和敏感对象均并联在一个公共的供电电源上。由于公共电源回路的阻抗 Z_S 不为零,从而导致骚扰源通过公共电源回路阻抗 Z_S 对敏感对象产生电磁影响,如图3.4-2(b)所示。同理,对于图3.4-3所示电路,骚扰源和敏感对象公用一个接地回路。在实际中,无论是电力系统中的经大地接地的接地系统,还是电子系统印制板中的接地面的接地系统,由于接地材料的电导率均是有限的,所以,接地系统并不是一个电位差为零的等电位系统。因此,图3.4-3电路中的骚扰源回路电流 I_S 在接地系统D点和C点之间产生的电位差 U_{DC} 将对连接在该接地系统上的敏感对象产生电磁影响。

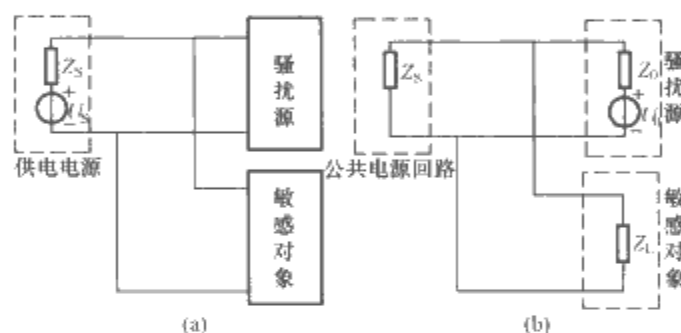


图 3.4-2 并联在公共电源回路上的骚扰源和敏感对象
(a) 公共电源回路; (b) 公共电源回路电路模型

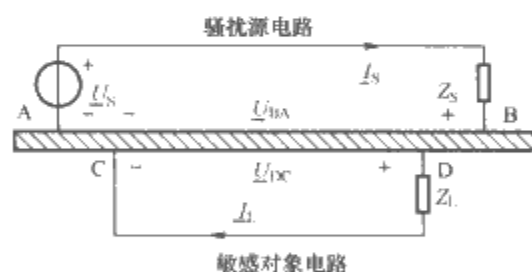


图 3.4-3 连接在公共接地回路上的骚扰源和敏感对象

通常,将骚扰源通过公共电源回路或公共接地回路对敏感对象产生的电磁影响称为公共阻抗耦合,由于这种耦合方式主要表现为公共接地回路内的电流场,因此,这种传导性耦合也称为电导性耦合。

1.2 电流场与电导性耦合的等效电路

图3.4-4给出了两个相邻的接地回路。设骚扰源对应的接地回路AB由两个半径均为 a 的接地半球构成,其球心距离为 c 且远大于 a ,其骚扰电流为直流电流 I_0 。敏感对象对应的接地回路CD由两个半径均为 b 的接地半球构成,其球心距离为 d 且远大于 b 。两个接地回路的中心距离为 h ,大地的电导率为 σ 。

可以应用电流场理论分析图3.4-4所示的接地系统,并计算两个接地回路的自电阻如下

$$R_{AB} = \frac{1}{\pi \sigma} \left(\frac{1}{a} - \frac{1}{c-a} \right) \approx \frac{1}{a \pi \sigma} \quad (3.4-6)$$

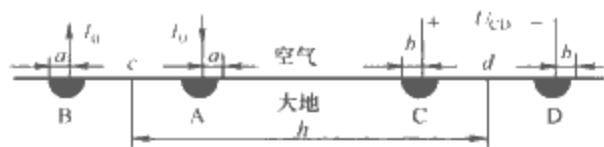


图 3.4-4 两个相邻的接地回路

$$R_{CD} = \frac{1}{\pi\sigma} \left(\frac{1}{b} - \frac{1}{d-b} \right) \approx \frac{1}{b\pi\sigma} \quad (3.4-7)$$

还可以计算 C 点和 D 点之间的电位差为

$$U_{\text{CD}} = \frac{I_0}{2\pi\sigma} \left(\frac{1}{h - \frac{c}{2} - \frac{d}{2}} - \frac{1}{h - \frac{c}{2} + \frac{d}{2}} - \frac{1}{h + \frac{c}{2} - \frac{d}{2}} + \frac{1}{h + \frac{c}{2} + \frac{d}{2}} \right) = \frac{\alpha d h I_0}{\pi \sigma \left(h + \frac{c+d}{2} \right) \left(h - \frac{c+d}{2} \right) \left(h + \frac{c-d}{2} \right) \left(h - \frac{c-d}{2} \right)} \quad (3.4-8)$$

为了反映骚扰源通过接地系统对敏感对象的电磁影响,通常定义如下转移电阻 R_t , 即

$$R_1 = \frac{U_{CD}}{I_0} \quad (3.4-9)$$

对于图 3.4-4 所示的两个相邻的接地回路, 由式 (3.4-8) 得

$$R_t = \frac{cdh}{\pi\sigma\left(h + \frac{c+d}{2}\right)\left(h - \frac{c+d}{2}\right)\left(h + \frac{c-d}{2}\right)\left(h - \frac{c-d}{2}\right)} \quad (3.4-10)$$

特别是当两个接地回路之间的距离 h 远远大于各接地回路两个接地半球之间的距离 c 和 d 时, 由式 (3.4-10) 得

$$R_1 \approx \frac{cd}{\pi h^3 \sigma} \quad (3.4-11)$$

借助于电路理论,图 3.4-4 所示的接地系统可以等效为图 3.4-5 所示的电导性耦合电路模型。可以看出,图 3.4-5 所示的电导性耦合等效电路不仅适用于公共接地回路,也适用于公共电源回路的传导性耦合机理的分析。从图 3.4-5 所示等效电路还可以看出,减小电导性耦合的关键是减小接地系统的转移电阻 R_{t_i} 。

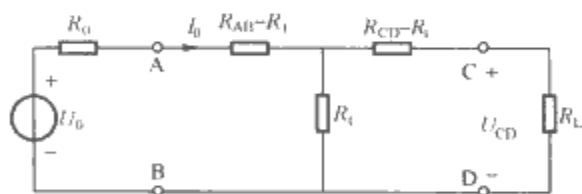


图 3.4-5 电导性耦合的等效电路

2 电场与电容性耦合

在电气与电子系统中,存在着大量具有两个及两个以上导体系统形成的带电系统。例如,高压输电线路与邻近的通信线路、印制板上相邻印制线及其电路、相邻的两个带电设备或装置等。在这些带电系统中,一个导体系统如果带电,那么在其周围空间产生的电场就会对相邻的另一个导体系统产生静电感应,在其上感应电荷并产生感应电压,反之亦然。说明这两个导体系统可以通过电场耦合方式相互作用和相互影响。我们将这种耦合方式称为电场耦合,在电路上可以应用部分电容的概念来描述电场耦合,因此,又将电场耦合称为电容性耦合。

2.1 静电感应和部分电容

电场耦合可以借助于静电感应原理来分析。首先, 分析一个由 $(n+1)$ 个导体组成的静电独立系统, 即系统的电场分布只与系统内各带电导体的形状、相互位置和电介质的分布有关, 而与系统外的带电导体无关, 并且所有电位移通量全部从系统内的带电导体发出又全部终止于系统内的带电导体, 也就是说系统内总的净电荷等于零。为论述方便, 设电位参考导体的编号为 0, 即 $V_0=0$, 其他 n 个导体编号依次为 1, 2, \dots , n , 相应导体上的电荷和电位分别为 q_1, q_2, \dots, q_n 和 V_1, V_2, \dots, V_n 。设电荷与电位参考极性满足关联参考极性, 由电磁场理论可知, n 个导体上的电位与其上电荷的关系为

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= \alpha_{11}q_1 + \alpha_{12}q_2 + \cdots + \alpha_{1n}q_n \\ V_2 &= \alpha_{21}q_1 + \alpha_{22}q_2 + \cdots + \alpha_{2n}q_n \\ &\vdots \\ V_n &= \alpha_{n1}q_1 + \alpha_{n2}q_2 + \cdots + \alpha_{nn}q_n \end{aligned} \right\} \quad (3.4-12)$$

其中

$$\alpha_{ij} = \left. \frac{V_i}{q_j} \right|_{q_i \neq 0, \text{其余导体 } q_k \text{ 为零}} \quad (3.4-13)$$

式中: α_{ii} 为导体 i 的自电位系数, α_{ij} ($i \neq j$) 为导体 i 和导体 j 之间的互电位函数。显然, 电位系数只与导体的形状、尺寸、相互位置以及电介质的介电常数有关。当给出各个导体的电位时, 对式 (3.4-12) 求解, 得

$$\left. \begin{aligned} q_1 &= \beta_{11} V_1 + \beta_{12} V_2 + \cdots + \beta_{1n} V_n \\ q_2 &= \beta_{21} V_1 + \beta_{22} V_2 + \cdots + \beta_{2n} V_n \\ &\vdots \\ q_n &= \beta_{n1} V_1 + \beta_{n2} V_2 + \cdots + \beta_{nn} V_n \end{aligned} \right\} \quad (3.4-14)$$

其中

$$\beta_{ij} = \frac{A_{ji}}{\Lambda} \quad (3.4-15)$$

式中: Δ 为式 (3.4-12) 中电位系数矩阵的行列式; A_{ji} 为电位系数矩阵相应的代数余子式。由式 (3.4-14) 可以看出

$$\beta_{ij} = \frac{q_i}{V_j} \bigg|_{V_i \neq 0, \text{其余导体接地, 电位为零}} \quad (3.4-16)$$

式中: β_{ii} 为导体 i 的自感应系数, β_{ij} ($i \neq j$) 为导体 i 和导体 j 之间的互感应系数。显然, 感应系数也只和导体的形状、尺寸、相互位置以及电介质的介电常数有关。

为了应用电路理论研究电场耦合问题，通常应用导体之间的电位差即电压来表示式 (3.4-14) 各个导体上电荷与电位之间的关系，即

$$\left. \begin{aligned} q_1 &= C_{11}(V_1 - V_0) + C_{12}(V_1 - V_2) + \dots + C_{1n}(V_1 - V_n) \\ q_2 &= C_{21}(V_2 - V_1) + C_{22}(V_2 - V_0) + \dots + C_{2n}(V_2 - V_n) \\ &\quad \vdots \\ q_n &= C_{n1}(V_n - V_1) + C_{n2}(V_n - V_2) + \dots + C_{nn}(V_n - V_0) \end{aligned} \right\} \quad (3.4-17)$$

将式 (3.4-14) 和式 (3.4-17) 对比, 可知

$$C_{ii} = \beta_{i1} + \beta_{i2} + \cdots + \beta_{in} \quad (3.4-18)$$

$$C_{ij} = -\beta_{ij} \quad (i \neq j) \quad (3.4-19)$$

式中： C_{ii} 为导体 i 对参考导体的自部分电容； C_{ij} ($i \neq j$) 为导体 i 和导体 j 之间的互部分电容。在实际中，将自部分电容称为导体对地的自电容，将互部分电容称为两个导体之间的互电容。

无论是自部分电容还是互部分电容, 它们都为正值, 且 $C_{ij} = C_{ji}$ 。部分电容只和导体的形状、尺寸、相互位置以及电

介质的介电常数有关,与导体所带电荷无关。图 3.4-6 给出了一个用部分电容概念描述的(2+1)导体系统的电路模型。

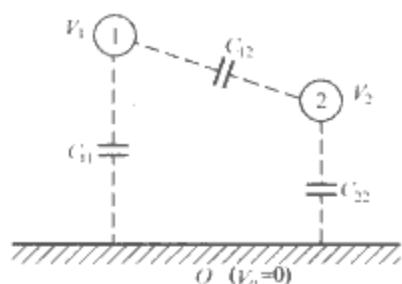


图 3.4-6 (2+1)导体系统的电路模型

2.2 电容性耦合的等效电路

图 3.4-7 为两个相邻的电气或电子系统,下面讨论骚扰源对敏感对象的耦合机理。为了论述方便,设骚扰源的角频率为 ω 。从图 3.4-7 中给出的电路可以看出,骚扰源和敏感对象的端口均呈现开路状态。当骚扰源的频率较低时,骚扰源的等效负载阻抗和敏感对象的等效源阻抗均呈现高阻抗特性。骚扰源的端口引线上的电流 I_1 很小,其在周围空间产生的磁场可以忽略不计。此时,骚扰源电压 U_1 在周围空间产生电场,并通过电场耦合在敏感设备端口产生感应电压 U_2 并对敏感对象产生影响。因此,对于图 3.4-7 所示的系统,耦合的主要方式是电场耦合,而磁场耦合可以忽略不计。由于骚扰源的等效负载阻抗和敏感对象的等效源阻抗呈现高阻抗特性,因此,电场又被称为高阻抗场,电场耦合或电容性耦合有时也被称为高阻抗场耦合。

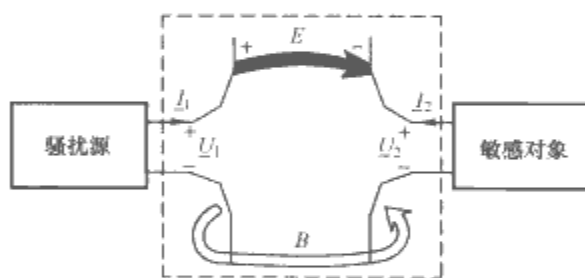


图 3.4-7 骚扰源对敏感对象的电场耦合

在实际中,遇到的另一类电场耦合问题是端接高阻抗或开路的传输线,如图 3.4-8 所示。图 3.4-8 既可以反映高压输电线路与邻近的通信线路的电容性耦合,也可以反映印制板上相邻印制线之间的电容性耦合。显然,图 3.4-8 中的传输线 1 将通过两条传输线之间的互电容在传输线 2 上产生感应电压,影响传输线 2。

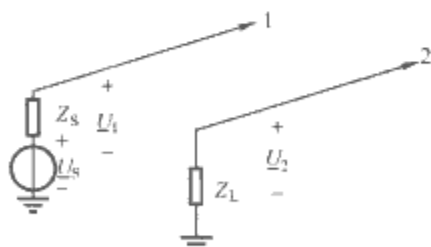


图 3.4-8 端接高阻抗或开路的传输线的电场耦合

可以应用部分电容概念来建立描述图 3.4-7 和图 3.4-8 中的电场耦合的等效电路模型,如图 3.4-9 所示。在图 3.4-9 中, U_s 和 Z_s 分别为图 3.4-7 中骚扰源或图 3.4-8 中传输线 1 的等效电压源的电压和内阻抗, Z_L 为图 3.4-7 中敏感对象或图 3.4-8 中传输线 2 的等效阻抗, C_1 和 C_2 分别为图 3.4-7 中骚扰源和敏感对象端口的自电容或图 3.4-8 中传输线 1 和

传输线 2 的自电容, C_0 为图 3.4-7 中骚扰源和敏感对象之间的互电容或图 3.4-8 中传输线 1 和传输线 2 之间的互电容。

在大量的实际工程中,由于 C_1 和 C_2 远远大于 C_0 ,即电场耦合呈现弱耦合特征,因此对于骚扰源回路而言,互电容 C_0 的阻抗远远大于自电容 C_1 的阻抗。在分析骚扰源回路时,可以近似地认为互电容 C_0 支路是断开的。同理,在分析敏感对象回路时,由于互电容 C_0 的阻抗远远大于自电容 C_2 的阻抗,也可以近似地认为图 3.4-9 的等效电路中的电压 U_1 几乎全部施加在互电容 C_0 上,流经互电容 C_0 支路的电流 $j\omega C_0 U_1$ 直接注入到敏感对象回路。所以,图 3.4-9 的等效电路可以被近似地简化为图 3.4-10 的等效电路。这就是工程中常用来分析电场耦合的等效电路。

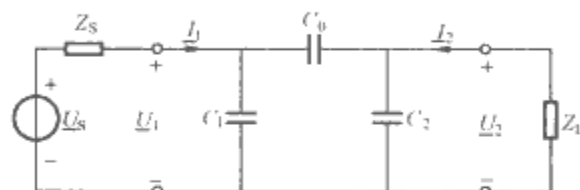


图 3.4-9 电场耦合的等效电路模型

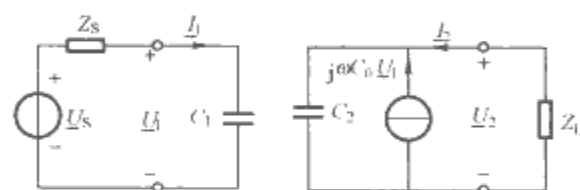


图 3.4-10 电场耦合的简化等效电路模型

3 磁场与电感性耦合

与电场耦合类似,在两个及两个以上导体回路形成的带电系统中,如果一个导体回路中流有电流,那么在其周围空间产生的磁场就会与相邻的另一个导体回路相交链产生磁链,形成磁耦合。当磁场随时间变化时,由于电磁感应,在该导体回路交链的磁链将在该导体回路中产生感应电压,反之亦然。说明这两个导体回路可以通过磁场耦合方式相互作用和相互影响。我们将这种耦合方式称为磁场耦合,在电路上可以应用互电感的概念来描述磁场耦合,因此又将磁场耦合称为电感性耦合。

3.1 电磁感应与互电感

磁场耦合可以借助于电磁感应定律来分析。首先,分析一个由 n 个导体回路组成的带电系统。为论述方便,设导体回路的编号依次为 $1, 2, \dots, n$,相应导体上的磁链和电流分别为 $\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_n$ 和 i_1, i_2, \dots, i_n 。设磁链与电流参考方向满足右手螺旋关系,由电磁场理论可知, n 个导体上的磁链与其上电流的关系为

$$\begin{cases} \psi_1 = L_{11}i_1 + L_{12}i_2 + \dots + L_{1n}i_n \\ \psi_2 = L_{21}i_1 + L_{22}i_2 + \dots + L_{2n}i_n \\ \vdots \\ \psi_n = L_{n1}i_1 + L_{n2}i_2 + \dots + L_{nn}i_n \end{cases} \quad (3.4-20)$$

其中

$$L_{km} = \frac{\psi_k}{i_m} \Big|_{i_m \neq 0, \text{其余导体 } i_k \text{ 为零}} \quad (3.4-21)$$

式中: L_{kk} 为导体回路 k 的自电感, $L_{km}(k \neq m)$ 为导体回路 k 与导体回路 m 之间的互电感,一般又习惯将导体回路 k 与导体回路 m 之间的互电感记为 M_{km} 。显然,电感只与导体回路的形状、尺寸、相互位置以及磁介质的磁导率有关,与

导体回路的电流无关。无论是自电感还是互电感，它们都为正值，且 $L_{ij} = L_{ji}$ 。

当导体回路电流随时间以角频率 ω 按正弦规律变化时，根据电磁感应定律，各导体回路中的感应电压可以应用以下公式进行计算

$$\begin{cases} U_1 = j\omega L_{11} I_1 + j\omega L_{12} I_2 + \cdots + j\omega L_{1n} I_n \\ U_2 = j\omega L_{21} I_1 + j\omega L_{22} I_2 + \cdots + j\omega L_{2n} I_n \\ \vdots \\ U_n = j\omega L_{n1} I_1 + j\omega L_{n2} I_2 + \cdots + j\omega L_{nn} I_n \end{cases} \quad (3.4-22)$$

3.2 电感性耦合的等效电路

图 3.4-11 为两个相邻的电气或电子系统，下面讨论骚扰源对敏感对象的耦合机理。为了论述方便，设骚扰源的角频率为 ω 。从图 3.4-11 中给出的电路可以看出，骚扰源和敏感对象的端口均呈现短路状态。当骚扰源的频率较低时，骚扰源的等效负载阻抗和敏感对象的等效源阻抗均呈现低阻抗特性。骚扰源的端口引线上的电压 U_1 很小，其在周围空间产生的电场可以忽略不计。此时，骚扰源电流 I_1 在周围空间产生磁场，并通过磁场耦合在敏感设备端口的回路上交链的磁链产生感应电压 U_2 并对敏感对象产生影响。因此，对于图 3.4-11 所示的系统，耦合的主要方式是磁场耦合，而电场耦合可以忽略不计。由于骚扰源的等效负载阻抗和敏感对象的等效源阻抗呈现低阻抗特性，因此，磁场又被称为低阻抗场，磁场耦合或电感性耦合有时也被称为低阻抗场耦合。

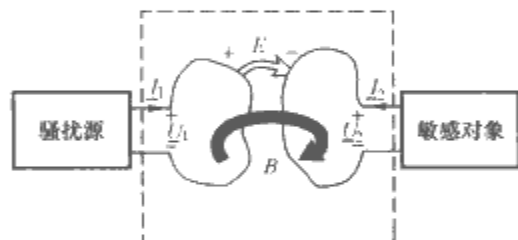


图 3.4-11 骚扰源对敏感对象的磁场耦合

在实际中，遇到的另一类磁场耦合问题是端接低阻抗或短路的传输线，如图 3.4-12 所示。图 3.4-12 既可以反映高压输电线路与邻近的通信线路的电感性耦合，也可以反映印制板上相邻印制线之间的电感性耦合。显然，图 3.4-12 中的传输线 1 将通过两条传输线之间的互电感在传输线 2 上产生感应电压，影响传输线 2。

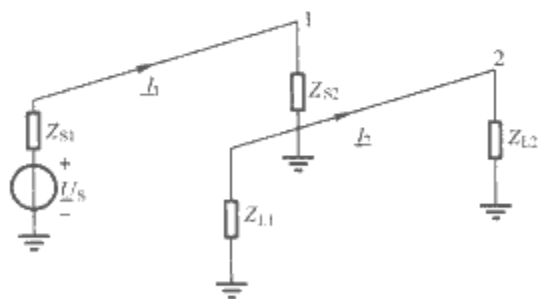


图 3.4-12 端接低阻抗或短路的传输线的磁场耦合

可以应用电感概念来建立描述图 3.4-11 和图 3.4-12 中的磁场耦合的等效电路模型，如图 3.4-13 所示。在图 3.4-13 中， U_s 和 Z_s 分别为图 3.4-11 中骚扰源或图 3.4-12 中传输线 1 的等效电压源的电压和内阻抗， Z_L 为图 3.4-7 中敏感对象或图 3.4-12 中传输线 2 的等效阻抗， L_1 和 L_2 分别为图 3.4-11 中骚扰源和敏感对象端口的自电感或图 3.4-12 中传输线 1 和传输线 2 的自电感， M 为图 3.4-11 中

骚扰源和敏感对象之间的互电感或图 3.4-12 中传输线 1 和传输线 2 之间的互电感。

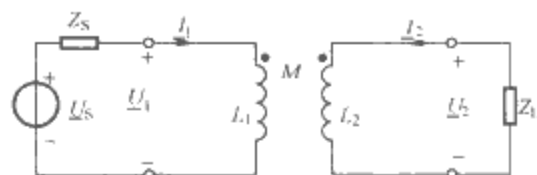


图 3.4-13 磁场耦合的等效电路模型

在大量的实际工程中，由于 L_1 和 L_2 远远大于 M ，即磁场耦合呈现弱耦合特征，因此对于骚扰源回路而言，敏感对象回路电流 I_2 通过互感 M 对骚扰源回路的反作用可以忽略不计。也就是说在分析骚扰源回路时，可以不考虑互感 M 的影响。同理，在分析敏感对象回路时，由于骚扰源回路电流 I_1 通过互感 M 在敏感对象回路中产生感应电压 $j\omega M I_1$ ，等效于在敏感对象回路中串入了一个受控电压源。所以，图 3.4-13 的等效电路可以被近似地简化为图 3.4-14 的等效电路，这就是工程中常用来分析磁场耦合的等效电路。

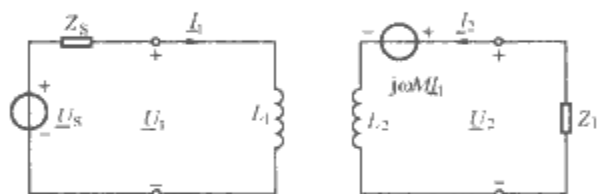


图 3.4-14 磁场耦合的简化等效电路模型

4 一般低频电磁场耦合

前面分别对电场耦合和磁场耦合的耦合机理进行了论述。在实际工程中，更一般的情况是低频电磁场耦合，即在两个及两个以上的带电系统中，一个带电系统在其周围空间既产生电场也产生磁场，骚扰源不仅通过电场耦合方式也通过磁场耦合方式影响敏感对象。我们将这种耦合方式称为低频电磁场耦合。显然，这时电容性耦合和电感性耦合同时存在，可以用图 3.4-15 的等效电路模型来分析。

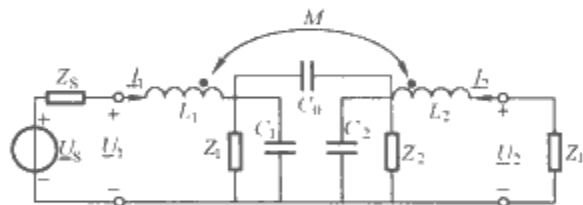


图 3.4-15 低频电磁场耦合的等效电路模型

考虑到在大量的实际工程中， C_1 和 C_2 远远大于 C_0 ，以及 L_1 和 L_2 远远大于 M ，即低频电磁场耦合呈现弱耦合特征。因此，在骚扰源回路的分析中，可以忽略敏感对象回路通过互电容 C_0 和互感 M 对骚扰源回路的反作用。同理，在分析敏感对象回路时，只要考虑由互电容 C_0 支路注入的电流 $j\omega C_0 U_1$ 和通过互感 M 产生感应电压 $j\omega M I_1$ 就可以了。在近似分析中，一般将图 3.4-15 中的 L_1 和 L_2 视为短路，将 C_1 和 C_2 视为开路。因此，图 3.4-15 的等效电路都可以被近似地简化为图 3.4-16 的等效电路来分析，这就是工程中常用来分析低频电磁场耦合的等效电路。

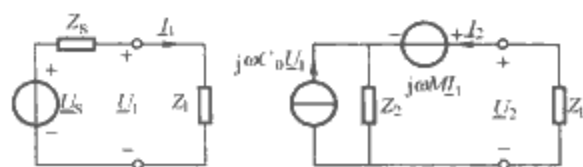


图 3.4-16 低频电磁场耦合的简化等效电路模型

5 减小低频电磁场耦合的措施

从图 3.4-16 中可以看出,一般可以通过三个方面的措施来减小低频电磁场耦合:

(1) 直接减小骚扰源的骚扰水平。

(2) 减小敏感对象周围空间的电磁场。

(3) 对敏感对象的负载阻抗进行设计,如在敏感设备端口加装滤波器,使其与骚扰源的等效阻抗失配。

在这些措施中,最常用的措施是减小敏感对象周围空间的电磁场,主要通过减小电容性耦合和电感性耦合来实现,即减小骚扰源与敏感对象之间的互电容和互感。下面分别论述相关的主要措施。

5.1 减小电容性耦合的措施

减小电容性耦合的关键是减小骚扰源和敏感对象之间的互电容 C_0 。从电场强度的角度来说,主要是降低敏感对象周围空间的电场强度。主要方法和措施有:①增加骚扰源和敏感对象之间的距离;②采用静电屏蔽措施,在骚扰源和敏感对象之间插入导电材料。

在实际中,针对不同情况采用的静电屏蔽措施也不相同。主要有:①尽可能地使用屏蔽电缆或将未加屏蔽的电缆放到金属管或金属槽中;②将骚扰源放到接地的金属屏蔽盒或屏蔽室内;③将敏感对象放到金属屏蔽盒或屏蔽室内;④将敏感对象放到经过金属镀膜的塑料屏蔽盒内;⑤对于传输线,可以在产生骚扰的传输线和敏感传输线之间铺设单端或双端接地的金属屏蔽线。

5.2 减小电感性耦合的措施

减小电感性耦合的关键是减小骚扰源和敏感对象之间的互感 M 。从磁场强度的角度来说,主要是降低敏感对象周围空间的磁场强度。一般而言,抑制磁场耦合要比电场耦合困难,实际应用的主要方法和措施有:

(1) 增加骚扰源和敏感对象之间的距离。

(2) 调整骚扰源和敏感对象的方位。例如,在电子电路中通过电源变压器和输出变压器铁心方位的相互垂直布置,来减小电源变压器对输出变压器的磁场耦合。

(3) 采用磁屏蔽措施,在骚扰源和敏感对象之间插入高导磁材料。例如,将电缆放入到铁管中,利用铁管的高导磁特性屏蔽骚扰源磁场对电缆的影响。

(4) 采用电磁屏蔽措施,在骚扰源和敏感对象之间插入导电材料,利用变化的磁场在导电材料中感生的涡流产生的反向磁场,抑制骚扰源在敏感对象周围空间的磁场。例如,电力线和通信线之间架设双端接地的屏蔽线,利用屏蔽线回路中感应电流产生的反向磁场抑制电力线磁场对通信线的电磁影响。

(5) 减小骚扰源和敏感对象的回路有效面积,来减小它们之间的互感。例如,对于图 3.4-12 而言,降低敏感传输线的对地高度,明显地降低了骚扰传输线在敏感传输线上交链的磁通,减小了它们之间的互感。另外,降低骚扰传输线的对地高度,可以使骚扰传输线上的电流和经地系统返回的电流在敏感传输线上产生的磁场部分相互抵消,明显地降低敏感传输线上的总磁场。因此,同时降低图 3.4-12 中两条传输线的对地高度,可以明显地减小它们之间的电感性耦合。再例如,对于两个导线的系统,一般采用双绞线抑制外部低频磁场的耦合,由于双绞线相邻两个节距的磁通方向相反,使得整个双绞线上的等效磁链大幅度降低,有效地减小了电感性耦合。

6 部分电容和互感的计算

从上面的论述可以看出,电容、电感和电导等参数是研究低频电磁场耦合的基本参数。从理论上讲,对于一个给定导体系统而言,可以应用式 (3.4-12) ~ 式 (3.4-19) 计算部分电容,应用式 (3.4-20)、式 (3.4-21) 计算自电感和互感。对于导电媒质中的一个给定导体系统,除了可以直接应用电流场计算电导参数外,也可以应用静电比拟法,借助于部分电容的计算来求电导参数。

对于结构比较简单的典型导体系统,可以通过解析方法获得电容和电感的计算或近似公式。但是,对于结构复杂的导体系统,必须借助于静态电磁场的数值计算方法来计算。

下面给出部分典型导体系统的部分电容和互电感的计算公式。

6.1 部分电容的计算公式

(1) 无限大导电平面上两根平行的长直圆截面细导线,如图 3.4-17 所示,其电容计算式为

$$\left. \begin{aligned} C_{12} &= 4\pi\epsilon_0 l \frac{\ln\left(1 + \frac{4h_1 h_2}{d^2}\right)}{4\ln\frac{2h_1}{r_1} \ln\frac{2h_2}{r_2} - \left[\ln\left(1 + \frac{4h_1 h_2}{d^2}\right)\right]^2} \\ C_{11} &= 4\pi\epsilon_0 l \frac{2\ln\frac{2h_2}{r_2}}{4\ln\frac{2h_1}{r_1} \ln\frac{2h_2}{r_2} - \left[\ln\left(1 + \frac{4h_1 h_2}{d^2}\right)\right]^2} - C_{12} \\ C_{22} &= 4\pi\epsilon_0 l \frac{2\ln\frac{2h_1}{r_1}}{4\ln\frac{2h_1}{r_1} \ln\frac{2h_2}{r_2} - \left[\ln\left(1 + \frac{4h_1 h_2}{d^2}\right)\right]^2} - C_{12} \end{aligned} \right\} \quad (3.4-23)$$

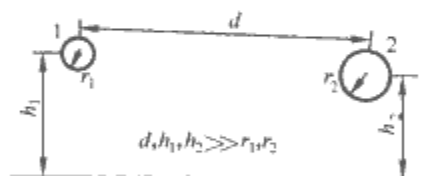


图 3.4-17 无限大导电平面上两根平行的长直圆截面细导线

式中: l 为导线长度,且 l 远远大于 d 、 h_1 和 h_2 。当 $d \gg h_1$ 和 h_2 时,式 (3.4-23) 可以近似为

$$\left. \begin{aligned} C_{12} &\approx \frac{\pi\epsilon_0 l \ln\left(1 + \frac{4h_1 h_2}{d^2}\right)}{\ln\frac{2h_1}{r_1} \ln\frac{2h_2}{r_2}} \\ C_{11} &\approx \frac{2\pi\epsilon_0 l}{\ln\frac{2h_1}{r_1}} - C_{12} \\ C_{22} &\approx \frac{2\pi\epsilon_0 l}{\ln\frac{2h_2}{r_2}} - C_{12} \end{aligned} \right\} \quad (3.4-24)$$

(2) 无限大导电平面上两根平行的长直扁矩形截面细导线,如图 3.4-18 所示,其电容计算式为

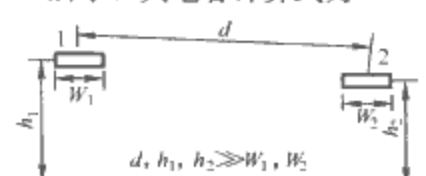


图 3.4-18 无限大导电平面上两根平行的长直扁矩形截面细导线

$$\left. \begin{aligned} C_{12} &= 4\pi\epsilon_0 l \frac{\ln\left(1 + \frac{4h_1 h_2}{d^2}\right)}{\ln\left\{1 + \frac{32h_1^2}{w_1^2} \left[1 + \sqrt{1 + \left(\frac{\pi w_1^2}{8h_1^2}\right)^2}\right]\right\} \ln\left\{1 + \frac{32h_2^2}{w_2^2} \left[1 + \sqrt{1 + \left(\frac{\pi w_2^2}{8h_2^2}\right)^2}\right]\right\} - \left[\ln\left(1 + \frac{4h_1 h_2}{d^2}\right)\right]^2} \\ C_{11} &= 4\pi\epsilon_0 l \frac{\ln\left\{1 + \frac{32h_1^2}{w_1^2} \left[1 + \sqrt{1 + \left(\frac{\pi w_1^2}{8h_1^2}\right)^2}\right]\right\} \ln\left\{1 + \frac{32h_2^2}{w_2^2} \left[1 + \sqrt{1 + \left(\frac{\pi w_2^2}{8h_2^2}\right)^2}\right]\right\} - \left[\ln\left(1 + \frac{4h_1 h_2}{d^2}\right)\right]^2}{\ln\left\{1 + \frac{32h_1^2}{w_1^2} \left[1 + \sqrt{1 + \left(\frac{\pi w_1^2}{8h_1^2}\right)^2}\right]\right\}} - C_{12} \\ C_{22} &= 4\pi\epsilon_0 l \frac{\ln\left\{1 + \frac{32h_1^2}{w_1^2} \left[1 + \sqrt{1 + \left(\frac{\pi w_1^2}{8h_1^2}\right)^2}\right]\right\} \ln\left\{1 + \frac{32h_2^2}{w_2^2} \left[1 + \sqrt{1 + \left(\frac{\pi w_2^2}{8h_2^2}\right)^2}\right]\right\} - \left[\ln\left(1 + \frac{4h_1 h_2}{d^2}\right)\right]^2}{\ln\left\{1 + \frac{32h_2^2}{w_2^2} \left[1 + \sqrt{1 + \left(\frac{\pi w_2^2}{8h_2^2}\right)^2}\right]\right\}} - C_{12} \end{aligned} \right\} \quad (3.4-25)$$

式中: l 为导线长度, 且 l 远远大于 d 、 h_1 和 h_2 。当 $h_1 = h_2 = h$ 和 $w_1 = w_2 = w$, 且当 $d \gg h$ 时, 式 (3.4-25) 可以近似为

$$\left. \begin{aligned} C_{12} &\approx \frac{4\pi\epsilon_0 l h^2}{\left[d \ln\left(\frac{8h}{w}\right)\right]^2} \\ C_{11} &\approx C_{22} \approx \frac{2\pi\epsilon_0 l}{\ln \frac{8h}{w}} \end{aligned} \right\} \quad (3.4-26)$$

(3) 无限大导电平面上相距较远的两个任意形状的导体, 如图 3.4-19 所示。

$$\left. \begin{aligned} C_{12} &= \frac{4\pi\epsilon_0 d C_1 C_2}{(4\pi\epsilon_0 d)^2 - C_1 C_2} \approx \frac{C_1 C_2}{4\pi\epsilon_0 d} \\ C_{11} &= \frac{4\pi\epsilon_0 d C_1 (4\pi\epsilon_0 d - C_2)}{(4\pi\epsilon_0 d)^2 - C_1 C_2} \approx C_1 \\ C_{22} &= \frac{4\pi\epsilon_0 d C_2 (4\pi\epsilon_0 d - C_1)}{(4\pi\epsilon_0 d)^2 - C_1 C_2} \approx C_2 \end{aligned} \right\} \quad (3.4-27)$$

式中: C_1 是导体 2 不存在时导体 1 对无限大导电平面的电容; C_2 是导体 1 不存在时导体 2 对无限大导电平面的电容。

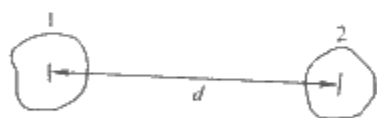


图 3.4-19 无限大导电平面上相距较远的两个任意形状的导体

(4) 三根平行长直圆截面细导线, 如图 3.4-20 所示。

$$\left. \begin{aligned} C_{12} &= 2\pi\epsilon_0 l \frac{\ln \frac{d_{11} d_{22}}{r_0 d_{12}}}{\ln \frac{d_{11}^2}{r_1 r_0} \ln \frac{d_{22}^2}{r_2 r_0} - \left[\ln\left(\frac{d_{11} d_{22}}{r_0 d_{12}}\right)\right]^2} \\ C_{11} &= 2\pi\epsilon_0 l \frac{\ln \frac{d_{22}^2}{r_2 r_0}}{\ln \frac{d_{11}^2}{r_1 r_0} \ln \frac{d_{22}^2}{r_2 r_0} - \left[\ln\left(\frac{d_{11} d_{22}}{r_0 d_{12}}\right)\right]^2} - C_{12} \\ C_{22} &= 2\pi\epsilon_0 l \frac{\ln \frac{d_{11}^2}{r_1 r_0}}{\ln \frac{d_{11}^2}{r_1 r_0} \ln \frac{d_{22}^2}{r_2 r_0} - \left[\ln\left(\frac{d_{11} d_{22}}{r_0 d_{12}}\right)\right]^2} - C_{12} \end{aligned} \right\} \quad (3.4-28)$$

式中: l 为导线长度, 且 l 远远大于 d_{12} 、 d_{11} 和 d_{22} 。

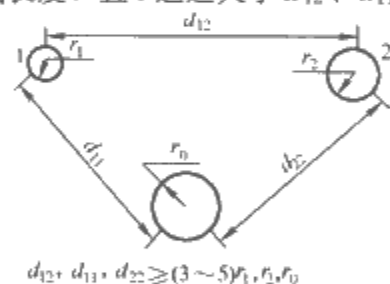


图 3.4-20 三根平行长直圆截面细导线

(5) 圆柱导体内的两根平行长直圆截面细导线, 如图 3.4-21 所示。

$$\left. \begin{aligned} C_{12} &= 2\pi\epsilon_0 l \frac{\ln \left[\frac{r_2}{r_0 \sqrt{(r_1 r_2)^2 + r_0^4 - 2r_1 r_2 r_0^2 \cos \theta}} \right]}{\ln \frac{r_0^2 - r_1^2}{a r_0} \ln \frac{r_0^2 - r_2^2}{b r_0} - \left\{ \ln \left[\frac{r_2}{r_0 \sqrt{(r_1 r_2)^2 + r_0^4 - 2r_1 r_2 r_0^2 \cos \theta}} \right] \right\}^2} \\ C_{11} &= 2\pi\epsilon_0 l \frac{\ln \frac{r_0^2 - r_2^2}{b r_0}}{\ln \frac{r_0^2 - r_1^2}{a r_0} \ln \frac{r_0^2 - r_2^2}{b r_0} - \left\{ \ln \left[\frac{r_2}{r_0 \sqrt{(r_1 r_2)^2 + r_0^4 - 2r_1 r_2 r_0^2 \cos \theta}} \right] \right\}^2} - C_{12} \\ C_{22} &= 2\pi\epsilon_0 l \frac{\ln \frac{r_0^2 - r_1^2}{a r_0}}{\ln \frac{r_0^2 - r_1^2}{a r_0} \ln \frac{r_0^2 - r_2^2}{b r_0} - \left\{ \ln \left[\frac{r_2}{r_0 \sqrt{(r_1 r_2)^2 + r_0^4 - 2r_1 r_2 r_0^2 \cos \theta}} \right] \right\}^2} - C_{12} \end{aligned} \right\} \quad (3.4-29)$$

式中: l 为导线长度, 且 l 远远大于 r_1 、 r_2 和 r_0 。

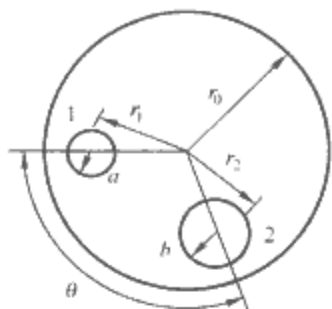


图 3.4-21 圆柱导体内的两根平行长直圆截面细导线

6.2 互感计算公式

(1) 无限大导电平面上两根平行长直圆截面细导线, 如图 3.4-17 所示, 其互感计算式为

$$M_{12} = \frac{\mu_0 l}{4\pi} \ln \left(1 + \frac{4h_1 h_2}{d^2} \right) \quad (3.4-30)$$

式中: l 为导线长度, 且 l 远远大于 d 、 h_1 和 h_2 。

(2) 无限大导电平面上两根平行长直矩形截面细导线, 如图 3.4-18 所示, 其互感计算式为

$$M_{12} = \frac{\mu_0 l}{4\pi} \ln \left(1 + \frac{4h_1 h_2}{d^2} \right) \quad (3.4-31)$$

式中: l 为导线长度, 且 l 远远大于 d 、 h_1 和 h_2 。

(3) 三根平行长直圆截面细导线, 如图 3.4-20 所示, 其互感计算式为

$$M_{12} = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \ln \frac{d_{11} d_{22}}{r_0 d_{12}} \quad (3.4-32)$$

式中: l 为导线长度, 且 l 远远大于 d_{12} 、 d_{11} 和 d_{22} 。

(4) 圆柱导体内的两根平行长直圆截面细导线, 如图 3.4-21 所示, 其互感计算式为

$$M_{12} = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \ln \left[\frac{r_2}{r_0} \sqrt{\frac{(r_1 r_2)^2 + r_0^4 - 2r_1 r_2 r_0^2 \cos \theta}{(r_1 r_2)^2 + r_2^4 - 2r_1 r_2^3 \cos \theta}} \right] \quad (3.4-33)$$

式中: l 为导线长度, 且 l 远远大于 r_1 、 r_2 和 r_0 。

(5) 四根平行长直细导线, 如图 3.4-22 所示。

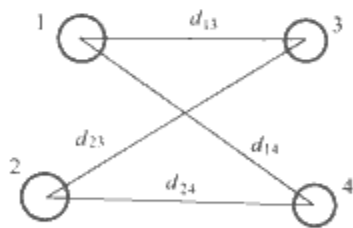


图 3.4-22 四根平行长直细导线

设导线 1 和导线 2 构成一个回路, 导线 3 和导线 4 构成另一个回路。两个回路之间的互感为

$$M_{12} = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \ln \frac{d_{14} d_{23}}{d_{13} d_{24}} \quad (3.4-34)$$

式中: l 为导线长度, 且 l 远远大于 d_{13} 、 d_{14} 、 d_{23} 和 d_{24} 。

(6) 长直圆柱导线和共面矩形细导线单匝回路, 如图 3.4-23 所示, 其互感计算式为

$$M = \frac{\mu_0 b}{2\pi} \ln \frac{d+a}{d} \quad (3.4-35)$$

式中: l 为导线长度, 且 l 远远大于 a 和 b 。

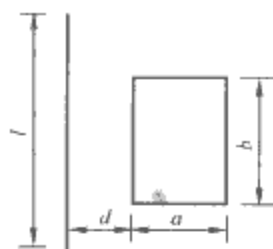


图 3.4-23 长直圆柱导线和共面矩形细导线单匝回路

(7) 长直圆柱导线和共面圆形细导线单匝回路, 如图 3.4-24 所示, 其互感计算式为

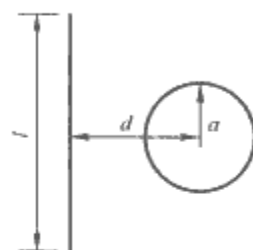


图 3.4-24 长直圆柱导线和共面圆形细导线单匝回路

$$M = \mu_0 (d - \sqrt{d^2 - a^2}) \quad (3.4-36)$$

式中: l 为导线长度, 且 l 远远大于 a 和 d 。

(8) 两个共面矩形细导线单匝回路, 如图 3.4-25 所示, 其互感计算式为

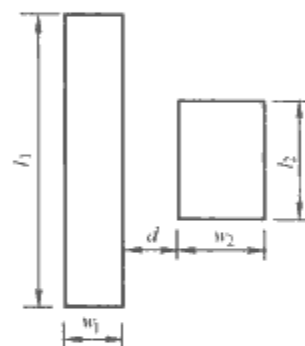


图 3.4-25 两个共面矩形细导线单匝回路

$$M = \frac{\mu_0 l_2}{2\pi} \ln \frac{(w_1 + d)(w_2 + d)}{d(w_1 + w_2 + d)} \quad (3.4-37)$$

式中: l_1 远远大于 l_2 、 w_1 和 w_2 。

(9) 两个同轴平行圆环细线圈, 如图 3.4-26 所示, 其

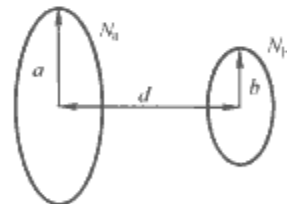


图 3.4-26 两个同轴平行圆环细线圈

互感计算式为

$$M = \mu_0 N_a N_b \sqrt{ab} \left[\left(\frac{2}{k} - k \right) K(k) - \frac{2}{k} E(k) \right] \quad (3.4-38)$$

其中

$$K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\theta}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \theta}}$$

$$E(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{1 - k^2 \sin^2 \theta} d\theta$$

$$k = \sqrt{\frac{4ab}{d^2 + (a+b)^2}}$$

式中: N_a 、 N_b 分别为两个圆线圈的匝数; $K(k)$ 、 $E(k)$ 分别为第一类和第二类椭圆积分。

第5章 高频场耦合的基本理论

本章对高频场耦合的基本理论进行了全面论述,内容涉及动态位、电偶极子与磁偶极子、线天线、平面电磁波、波导和口径天线等内容。

1 动态位

在动态电磁场中,可以定义辅助的矢量和标量位函数,称为动态位。借助麦克斯韦方程组,可以获得动态位满足的波动方程,并借以求解动态电磁场。

1.1 动态位的引入

由麦克斯韦方程组,磁感应强度 \mathbf{B} 满足 $\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$, 可以定义动态矢量位 \mathbf{A} 为

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (3.5-1)$$

再由麦克斯韦方程组,电场强度 \mathbf{E} 满足 $\nabla \times \mathbf{E} = -\partial \mathbf{B} / \partial t$, 可以定义动态标量位 φ 为

$$\mathbf{E} = -\nabla \varphi - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \quad (3.5-2)$$

式中: \mathbf{A} 和 φ 的单位分别为韦/米 (Wb/m) 和伏特 (V)。

1.2 洛伦兹规范

为了唯一地求解 \mathbf{A} , 需要规定其散度, 为此, 取如下洛伦兹规范

$$\nabla \cdot \mathbf{A} = -\mu\epsilon \frac{\partial \varphi}{\partial t} \quad (3.5-3)$$

式中: ϵ 为媒质的介电常数; μ 为媒质的磁导率。

1.3 动态位满足的波动方程及其解

采用洛伦兹规范, 动态位满足的非齐次波动方程为

$$\nabla^2 \mathbf{A} - \mu\epsilon \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t^2} = -\mu \mathbf{J} \quad (3.5-4)$$

$$\nabla^2 \varphi - \mu\epsilon \frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} = -\frac{\rho}{\epsilon} \quad (3.5-5)$$

式中: \mathbf{J} 为传导电流密度; ρ 为电荷体密度。上面的两个非齐次波动方程又称为达朗贝尔方程。在无限大均匀空间中, 其积分解为

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}, t) = \frac{\mu}{4\pi} \int_V \frac{\mathbf{J}(\mathbf{r}', t - \frac{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|}{v})}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} dV' \quad (3.5-6)$$

$$\varphi(\mathbf{r}, t) = \frac{1}{4\pi\epsilon} \int_V \frac{\rho(\mathbf{r}', t - \frac{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|}{v})}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} dV' \quad (3.5-7)$$

在自由空间中, 式中

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \approx 3 \times 10^8 \text{ m/s}$$

为电磁波在真空中的传播速度, 即光速 c 。

对于时谐电磁场, 动态位的非齐次波动方程的复数形式为^①

$$\nabla^2 \mathbf{A} + k^2 \mathbf{A} = -\mu \mathbf{J} \quad (3.5-8)$$

$$\nabla^2 \varphi + k^2 \varphi = -\frac{\rho}{\epsilon} \quad (3.5-9)$$

式中

$$k = \omega \sqrt{\mu\epsilon}$$

动态位积分解的复数形式为

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) = \frac{\mu}{4\pi} \int_V \frac{\mathbf{J}(\mathbf{r}')}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} e^{-jk|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} dV' \quad (3.5-10)$$

$$\varphi(\mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi\epsilon} \int_V \frac{\rho(\mathbf{r}')}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} e^{-jk|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} dV' \quad (3.5-11)$$

2 电偶极子与磁偶极子

电偶极子与磁偶极子是最简单的电磁辐射元件, 通常称产生电磁辐射的元件为天线。

2.1 电偶极子产生的电磁场

电偶极子是最简单的电磁辐射元件, 如图 3.5-1 所示, 设其长度 Δl 远小于其上电流频率对应的电磁波波长, 其横截面忽略不计。 I 为电流有效值相量, $\Delta l \ll r$, 得

$$\mathbf{A}^e = \frac{\mu_0 I \Delta l}{4\pi r} e^{-jkr} \mathbf{e}_z \quad (3.5-12)$$

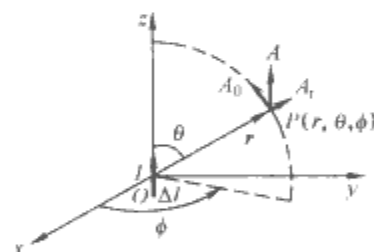


图 3.5-1 电偶极子 (元天线)

式 (3.5-12) 在球坐标系下可写成

$$\mathbf{A}^e = \frac{\mu_0 I \Delta l}{4\pi r} e^{-jkr} (\cos\theta \mathbf{e}_r - \sin\theta \mathbf{e}_\theta) \quad (3.5-13)$$

可以得出, 电偶极子产生的磁场强度和电场强度分别为

$$\mathbf{H}^e = \frac{I \Delta l}{4\pi r^2} e^{-jkr} (1 + jkr) \sin\theta \mathbf{e}_\phi \quad (3.5-14)$$

$$\mathbf{E}^e = -j \frac{I \Delta l}{2\pi\alpha\epsilon_0} \cdot \frac{e^{-jkr}}{r^3} (1 + jkr) \cos\theta \mathbf{e}_r - j \frac{I \Delta l}{4\pi\alpha\epsilon_0} \cdot \frac{e^{-jkr}}{r^3} (1 + jkr - k^2 r^2) \sin\theta \mathbf{e}_\theta \quad (3.5-15)$$

定义电场强度与磁场强度的横向分量之比为电偶极子的波阻抗, 即

$$\eta_e = \frac{E_\theta^e}{H_\phi^e} = \eta_0 \left[1 - \frac{j}{(1 + jkr)kr} \right] \quad (3.5-16)$$

式中

① 本篇对电路中的相量均用大写字母加下划线标记, 如 \underline{U} 和 \underline{I} 。但是, 本篇不对时谐电磁场的场量做这种标记, 由于时谐电磁场方程的复数形式与时域形式有明显的区别, 这样做并不会引起混淆。

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

称为媒质的特性阻抗。对于自由空间而言,特性阻抗为

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 377\Omega$$

一般又将媒质的特性阻抗称为媒质的波阻抗。

2.2 磁偶极子产生的电磁场

磁偶极子如图 3.5-2 所示,也是最简单的电磁辐射元件。设磁偶极子的半径 a 远小于其上电流频率对应的电磁波波长。 I 为电流有效值相量, S 为磁偶极子的面积,经推导可得矢量磁位为

$$A^m(r, \theta) \approx \frac{\mu_0 k^2 SI}{4\pi} \left[\frac{1}{(kr)^2} + \frac{j}{kr} \right] \sin\theta e^{-jkr} \mathbf{e}_\phi \quad (3.5-17)$$

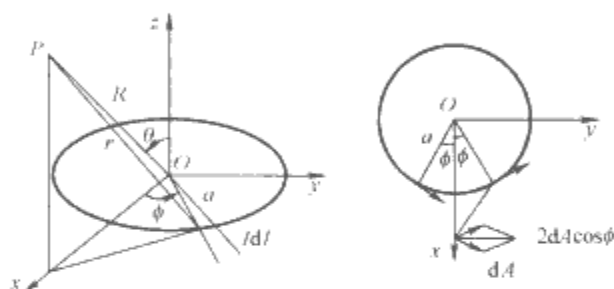


图 3.5-2 磁偶极子

可以得出,磁偶极子产生的磁场强度和电场强度分别为

$$\mathbf{H}^m = \frac{k^3 SI}{2\pi} \left[\frac{j}{(kr)^2} + \frac{1}{(kr)^3} \right] \cos\theta e^{-jkr} \mathbf{e}_r + \frac{k^3 SI}{4\pi} \left[-\frac{1}{kr} + \frac{j}{(kr)^2} + \frac{1}{(kr)^3} \right] \sin\theta e^{-jkr} \mathbf{e}_\theta \quad (3.5-18)$$

$$\mathbf{E}^m = -\frac{jk^3 SI}{4\pi} \eta_0 \left[\frac{j}{kr} + \frac{1}{(kr)^2} \right] \sin\theta e^{-jkr} \mathbf{e}_\phi \quad (3.5-19)$$

类似于式 (3.5-16),定义电场强度与磁场强度的横向分量之比为磁偶极子的波阻抗,即

$$\eta_m = -\frac{E_\phi^m}{H_\theta^m} = \eta_0 \frac{1}{1 - \frac{j}{(1 + jkr)kr}} \quad (3.5-20)$$

2.3 近场与远场

一般将 $kr \ll 1$ (相当于 $r \ll \lambda$) 的区域称为近区,将电磁辐射元件在近区产生的电磁场称为近场。由式 (3.5-15) 和式 (3.5-14),得电偶极子产生的近场为

$$\mathbf{E}^e \approx -j \frac{I \Delta l \cos\theta}{2\pi\epsilon_0 r^3} \mathbf{e}_r - j \frac{I \Delta l \sin\theta}{4\pi\epsilon_0 r^3} \mathbf{e}_\theta \quad (3.5-21)$$

$$\mathbf{H}^e \approx \frac{I \Delta l \sin\theta}{4\pi r^2} \mathbf{e}_\phi \quad (3.5-22)$$

利用电流与电荷的关系,即 $I = j\omega q$,式 (3.5-21) 的电场强度又可写为

$$\mathbf{E}^e \approx \frac{q \Delta l \cos\theta}{2\pi\epsilon_0 r^3} \mathbf{e}_r + \frac{q \Delta l \sin\theta}{4\pi\epsilon_0 r^3} \mathbf{e}_\theta \quad (3.5-23)$$

如果将式 (3.5-23) 和式 (3.5-22) 中的电场强度和磁场强度表达式分别与静止电偶极子产生的电场强度和恒定电流源产生的磁场强度表达式进行对比,可以看出,它们的表达式是分别相同的。还可以看出,在式 (3.5-23) 和式 (3.5-22) 中,场与源的相位完全相同。因此,虽然源随时

间变化,但它产生的近场与静态电磁场的特性完全相同,无滞后效应。所以近场也称为似稳场或感应场。

同理,由式 (3.5-19) 和式 (3.5-18) 得磁偶极子产生的近场为

$$\mathbf{E}^m = -\frac{j\omega\mu_0 SI}{4\pi r^2} \sin\theta \mathbf{e}_\phi \quad (3.5-24)$$

$$\mathbf{H}^m = \frac{SI}{2\pi r^3} \cos\theta \mathbf{e}_r + \frac{SI}{4\pi r^3} \sin\theta \mathbf{e}_\theta \quad (3.5-25)$$

将式 (3.5-25) 中的磁场强度表达式与恒定电流圆环产生的磁场强度表达式进行对比,可以看出,它们的表达式也完全相同。

与近区相对应,将 $kr \gg 1$ (相当于 $r \gg \lambda$) 的区域称为远区,将电磁辐射元件在远区产生的电磁场称为远场。由式 (3.5-15) 和式 (3.5-14) 得,电偶极子产生的远场为

$$\mathbf{E}^e = j \frac{I \Delta l k^2}{4\pi\epsilon_0 r} \sin\theta e^{-jkr} \mathbf{e}_\theta \quad (3.5-26)$$

$$\mathbf{H}^e = j \frac{I \Delta l k}{4\pi r} \sin\theta e^{-jkr} \mathbf{e}_\phi \quad (3.5-27)$$

同理,由式 (3.5-19) 和式 (3.5-18) 得,磁偶极子产生的远场为

$$\mathbf{E}^m = \frac{k^2 SI}{4\pi r} \eta_0 \sin\theta e^{-jkr} \mathbf{e}_\phi \quad (3.5-28)$$

$$\mathbf{H}^m = -\frac{k^2 SI}{4\pi r} \sin\theta e^{-jkr} \mathbf{e}_\theta \quad (3.5-29)$$

可以看出,远场中的电场强度和磁场强度在空间上相互垂直并与半径为 r 的球面相切,且同相位。它们的振幅均反比于 r ,其振幅之比为媒质的特性阻抗 η_0 。由于特性阻抗反映了电磁波的电场强度和磁场强度之比,它又被称为媒质的波阻抗。

由上面的讨论可以看出,对于远场中的电磁波,无论是电场强度还是磁场强度,它们在以电偶极子或磁偶极子为中心形成的球面上是等相位的。我们将等相位面为球面的电磁波称为球面波。它具有如下特点:

(1) \mathbf{E} 、 \mathbf{H} 和 \mathbf{S}_{av} (平均坡印廷矢量) 相互垂直,且满足右手螺旋关系。

(2) \mathbf{E} 和 \mathbf{H} 同相位且它们的振幅之比为媒质的特性阻抗。

(3) 传播方向由相位因子 $e^{\pm jkr}$ 确定,当 jkr 前取 “-” 时,沿 \mathbf{e}_r 方向传播;反之,沿 $-\mathbf{e}_r$ 方向传播。

由于远场中的电磁场以电磁波的方式向外辐射电磁能量,所以远场也称为辐射场。

2.4 方向图

电偶极子和磁偶极子是最简单的天线,它们产生的辐射场不仅与场点到源点的距离有关,还与同一球面上的 θ 和 ϕ 角度有关。当 $\theta = 0^\circ$ 时,在 z 轴方向上的辐射场为零,无辐射;当 $\theta = 90^\circ$ 时,在垂直 z 轴的方向上辐射最强。

辐射场的电场强度随 θ 和 ϕ 角度变化的函数 $f(\theta, \phi)$ 被称为天线的方向图因子,根据 $f(\theta, \phi)$ 画出的图形被称为该天线的方向图。方向图描述了天线辐射场强在空间的分布情况。电偶极子和磁偶极子的方向图因子均为

$$f(\theta, \phi) = \sin\theta \quad (3.5-30)$$

由式 (3.5-30) 得,电偶极子和磁偶极子在子午面上的方向图如图 3.5-3 所示。将图 3.5-3 的图形围绕 z 轴旋转一周,即构成三维空间方向图,如图 3.5-4 所示。

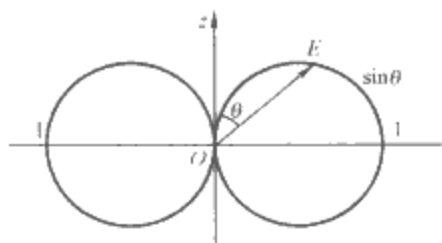


图 3.5-3 电偶极子和磁偶极子方向图

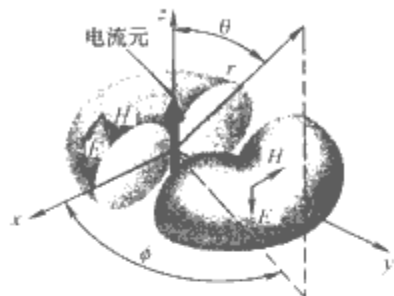


图 3.5-4 电偶极子三维方向图

2.5 阻抗特性

重写式 (3.5-16) 的电偶极子波阻抗如下

$$\eta_e = \eta_0 \left[1 - \frac{j}{(1 + jkr)kr} \right] = \eta_0 \left[1 + \frac{1}{(1 + jkr)jkr} \right] \quad (3.5-31)$$

可以看出, 对于近场, 即当 $kr \ll 1$ 时, 电偶极子的阻抗远大于 η_0 且呈现容性性质。所以, 一般将电偶极子产生的近场称为高阻抗场。同理, 由式 (3.5-20) 的磁偶极子波阻抗得

$$\eta_m = \eta_0 \frac{1}{1 - \frac{j}{(1 + jkr)kr}} = \eta_0 \frac{1}{1 + \frac{1}{(1 + jkr)jkr}} \quad (3.5-32)$$

对于近场, 磁偶极子的阻抗远小于 η_0 且呈现感性性质。所以, 一般将磁偶极子产生的近场称为低阻抗场。

对于远场, 即电磁波情况, 无论是电偶极子还是磁偶极子, 它们的波阻抗均为

$$\eta_e = \eta_m = \eta_0$$

由式 (3.5-31) 和式 (3.5-32) 可以看出, 无论是近场还是远场, 电偶极子和磁偶极子的波阻抗存在如下关系

$$\eta_e \eta_m = \eta_0^2 \quad (3.5-33)$$

图 3.5-5 给出了它们随 kr 的变化规律。

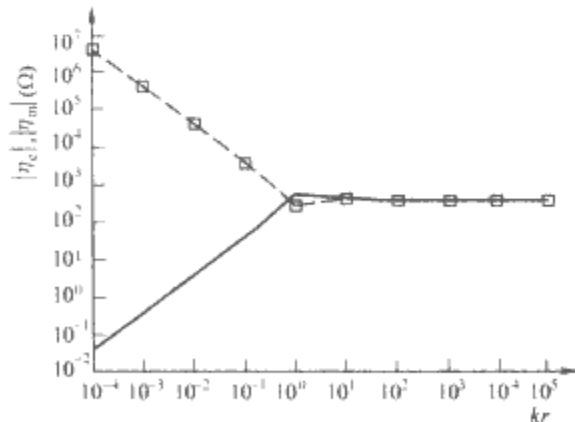


图 3.5-5 偶极子的阻抗特性

--□-- 电偶极子波阻抗; —— 磁偶极子波阻抗

2.6 天线的互易性

当天线用作接收天线时, 其方向图和其作为发射天线的

方向图是等同的。这一结论被称为天线的互易定理。

如图 3.5-6 所示, 两个天线电流和几何尺寸完全相同。如果将天线 1 作为发射天线, 天线 2 作为接收天线, 则在天线 2 馈入点感应的电场强度应正比于天线 1 的方向图因子, 即

$$E_{21} = E_0 f(\theta, \phi) \quad (3.5-34)$$

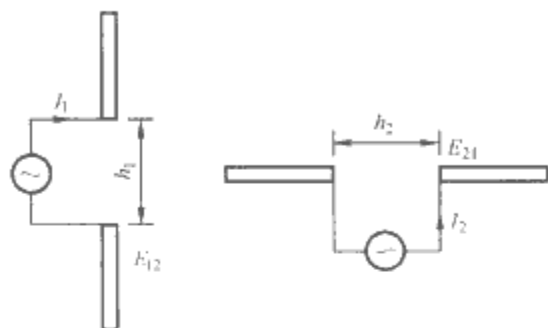


图 3.5-6 两个天线

现在将天线 1 作为接收天线, 天线 2 作为发射天线, 则在天线 1 馈入点感应的电场强度为

$$E_{12} = E_{21} = E_0 f(\theta, \phi) \quad (3.5-35)$$

这就是互易定理表达的涵义。

3 线天线

3.1 对称振子天线的辐射场

对称振子天线如图 3.5-7 所示, 设其长度为 $2L$, 在直角坐标系中沿 z 轴放置, 中点位于坐标原点, 并设其电流空间分布函数为

$$I = I_m \sin k(L - |z|) \quad (3.5-36)$$

通过计算, 可以得出对称振子天线的辐射电场强度为

$$E_\theta = j \frac{60 I_m}{r} \frac{\cos(kL \cos \theta) - \cos kL}{\sin \theta} e^{-jkr} \quad (3.5-37)$$

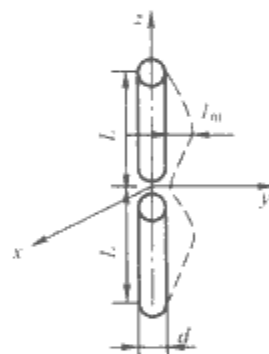


图 3.5-7 对称振子天线

辐射磁场强度为

$$H_\phi = \frac{E_\theta}{\eta_0} \quad (3.5-38)$$

对称振子天线的方向性因子为

$$f(\theta) = \frac{\cos(kL \cos \theta) - \cos kL}{\sin \theta} \quad (3.5-39)$$

图 3.5-8 列出了四种典型长度对称振子天线的方向图。

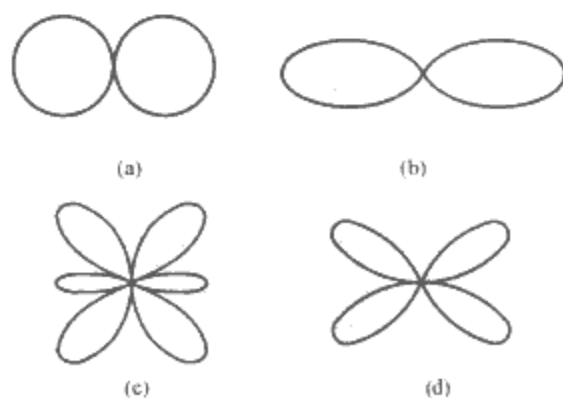


图 3.5-8 四种典型长度对称振子天线的方向图

(a) 半波振子 $2L = \lambda/2$; (b) 全波振子 $2L = \lambda$;
(c) $2L = 3\lambda/2$; (d) $2L = 2\lambda$

3.2 天线阵

将若干天线按照一定的规则进行排列, 就组成了天线阵。若天线阵中各个单元天线为线天线, 且类型和取向均相同, 并以相等的间隔 d 排列在一条直线上, 各线天线的电流振幅均为 I , 但相位依次滞后同一数值 ξ , 那么这种天线阵称为均匀直线式天线阵, 如图 3.5-9 所示。

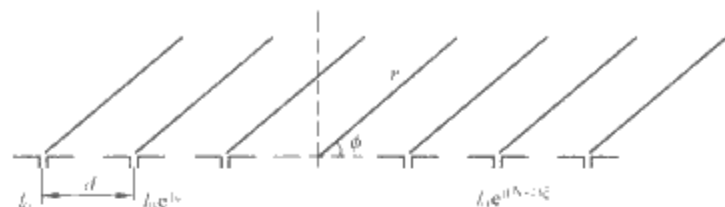


图 3.5-9 N 元均匀直线阵

通过计算可以得出, 图 3.5-9 所示的 N 元均匀直线式天线阵的辐射电场强度为

$$E = j \frac{60 e^{-jkr}}{r} I_0 e^{j \frac{N-1}{2} \xi} f_1(\phi) \frac{\sin \left[\frac{N}{2} (kd \cos \phi + \xi) \right]}{\sin \left[\frac{1}{2} (kd \cos \phi + \xi) \right]} \quad (3.5-40)$$

式中: $f_1(\phi)$ 为单元线天线的方向性因子。图 3.5-10 和图 3.5-11 列出了两种情况下天线阵的方向图。

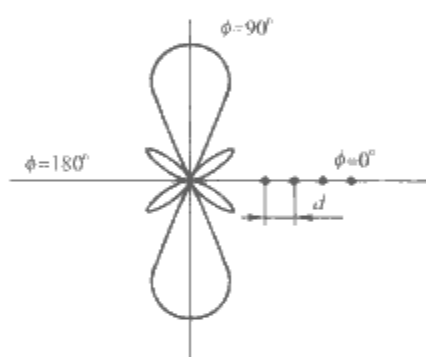


图 3.5-10 四元侧射式天线阵的方向图
($d = \lambda/4$)

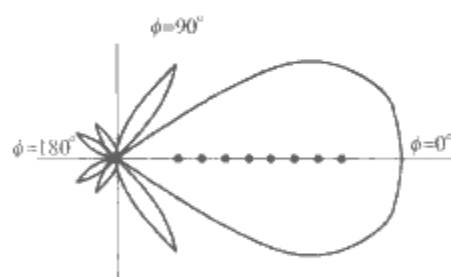


图 3.5-11 八元端射式天线阵的方向图
($d = \lambda/4$)

4 平面电磁波

4.1 理想媒质中的均匀平面波

所谓均匀平面电磁波, 是指在与波的传播方向垂直的任一无限大平面上, 其电场强度或磁场强度的方向和瞬时值均相同的电磁波。若取直角坐标系的 z 轴为传播方向, 其电场强度和磁场强度只是时间 t 和坐标 z 的函数, 即 $E = E(z, t)$ 和 $H = H(z, t)$ 。由于均匀平面电磁波的电场强度和磁场强度都没有与其传播方向相平行的分量, 又称这种电磁波为横电磁波 (简称 TEM 波)。

在无限大理想媒质无源空间中, 电场强度和磁场强度满

足的波动方程为

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 E}{\partial z^2} - \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} &= 0 \\ \frac{\partial^2 H}{\partial z^2} - \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 H}{\partial t^2} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.5-41)$$

式中

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon}}$$

为电磁波的传播速度。

如果设电场强度的方向与 x 轴相同, 则磁场强度只有 y 方向的分量。二者满足的波动方程为

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 E_x}{\partial z^2} - \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 E_x}{\partial t^2} &= 0 \\ \frac{\partial^2 H_y}{\partial z^2} - \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 H_y}{\partial t^2} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.5-42)$$

求解上述波动方程, 得电场强度的通解为

$$E_x(z, t) = E_x^+(z - vt) + E_x^-(z + vt) \quad (3.5-43)$$

磁场强度的通解为

$$H_y(z, t) = H_y^+(z - vt) + H_y^-(z + vt) \quad (3.5-44)$$

一般称沿 z 轴正向传播的电磁波为入射波, 如 $E_x^+(z - vt)$ 和 $H_y^+(z - vt)$; 称沿 z 轴反向传播的电磁波为反射波, 如 $E_x^-(z + vt)$ 和 $H_y^-(z + vt)$ 。它们之间的关系分别满足

$$\frac{E_x^+(z - vt)}{H_y^+(z - vt)} = \eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (3.5-45)$$

$$\frac{E_x^-(z + vt)}{H_y^-(z + vt)} = -\eta \quad (3.5-46)$$

如果平面电磁波的每一个场分量均以相同的频率随时间作正弦变化, 这种均匀平面电磁波被称为正弦均匀平面电磁波, 其场量可以用对应的相量表示。如式 (3.5-42) 的波动方程可以表示为

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 E_x}{\partial z^2} + k^2 E_x &= 0 \\ \frac{\partial^2 H_y}{\partial z^2} + k^2 H_y &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.5-47)$$

式中: $k^2 = \omega^2 \mu \epsilon$, E_x 和 H_y 均为振幅相量, 仅是空间坐标 z 的函数。其电场的复数形式通解为

$$E_x(z) = E_{xm}^+ e^{-jkz} + E_{xm}^- e^{jkz} \quad (3.5-48)$$

磁场的通解为

$$H_y(z) = \frac{1}{\eta} (E_{xm}^+ e^{-jkz} - E_{xm}^- e^{jkz}) \quad (3.5-49)$$

对于无限大媒质空间, 不存在反射波, 此时电场和磁场的通解为

$$\left. \begin{aligned} E_x^+(z) &= E_{xm}^+ e^{-jkz} \\ H_y^+(z) &= \frac{1}{\eta} E_{xm}^+ e^{-jkz} \end{aligned} \right\} \quad (3.5-50)$$

由图 3.5-12 可以写出, 沿单位矢量 \mathbf{a}_k 方向传播的均匀平面波的电场表达式为

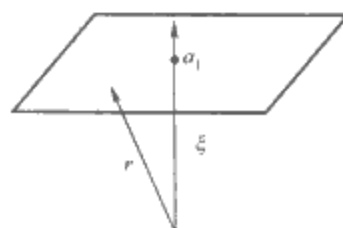


图 3.5-12 均匀平面波的等相面

$$E(\mathbf{r}) = E_m e^{-jkz} = E_m e^{-j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}} = E_m e^{-j\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}} \quad (3.5-51)$$

式中: $\mathbf{k} = k\mathbf{a}_k = k_x\mathbf{a}_x + k_y\mathbf{a}_y + k_z\mathbf{a}_z$ 。称 \mathbf{k} 为波矢量。同理, 沿单位矢量 \mathbf{a}_k 方向传播的均匀平面波的磁场表达式为

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \frac{1}{\eta} \mathbf{a}_k \times \mathbf{E}(\mathbf{r}) \quad (3.5-52)$$

4.2 有损媒质中的均匀平面波

如果忽略媒质的高频极化损耗, 仅考虑媒质的有限电导率引起的传导损耗, 则媒质特性可以用复介电常数来表示

$$\epsilon_c = \epsilon - j \frac{\sigma}{\omega} \quad (3.5-53)$$

假设平面波沿 z 轴方向传播, 且取 x 轴与电场方向一致, 可得场量满足的波动方程为

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 E_x}{\partial z^2} - \Gamma_c^2 E_x &= 0 \\ \frac{\partial^2 H_y}{\partial z^2} - \Gamma_c^2 H_y &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.5-54)$$

式中

$$\Gamma_c = j\omega\sqrt{\mu\epsilon_c}$$

称为有损媒质的传播常数。由式 (3.5-54) 可以得出电场的通解为

$$E_x(z) = E_{xm} e^{-\Gamma_c z} + E_{xm} e^{\Gamma_c z} \quad (3.5-55)$$

磁场的通解为

$$H_y(z) = \frac{1}{\eta_c} (E_{xm} e^{-\Gamma_c z} - E_{xm} e^{\Gamma_c z}) \quad (3.5-56)$$

式中: η_c 仍然称为媒质的本质阻抗, 其表达式为

$$\begin{aligned} \eta_c &= \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon_c}} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{1}{\sqrt{1 - j \frac{\sigma}{\omega\epsilon}}} \\ &= \frac{\eta}{\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2}} \angle -\frac{1}{2} \arctan \frac{\sigma}{\omega\epsilon} = |\eta_c| \angle \theta \end{aligned} \quad (3.5-57)$$

如果将传播常数写为

$$\Gamma_c = \alpha + j\beta$$

式中: α 为衰减常数, β 为相位常数。可得

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2} - 1 \right)} \quad (3.5-58)$$

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2} + 1 \right)} \quad (3.5-59)$$

在无线电技术中使用的某些媒质如有机玻璃、聚乙烯、聚苯乙烯等都属于低损耗媒质, 它们的电导率都极低, 在高频和超高频范围内都满足 $\frac{\sigma}{\omega\epsilon} \ll 10^{-2}$ 的条件。对于这类低损耗媒质, 有

$$\alpha \approx \frac{1}{2} \omega \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{\sigma}{\omega\epsilon} \quad (3.5-60)$$

$$\beta \approx \omega \sqrt{\mu\epsilon} \quad (3.5-61)$$

$$\eta_c \approx \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \left(1 + j \frac{\sigma}{2\omega\epsilon} \right) \quad (3.5-62)$$

不难看出, 平面波在这类低损耗媒质中的传播特性, 除

了沿传播方向由于微弱的损耗引起的衰减外, 其传播特性与理想媒质中的传播特性基本相同。如频率为 10MHz 的电磁波在聚苯乙烯中每千米只有 0.5% 的衰减, 电场与磁场之间的相位差只有 0.003°。所以, 低损耗媒质又常称为良介质。

与低损耗媒质相反, 良导体是指电导率很大的媒质, 如铜的电导率为 $5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$ 。在中频和低频以下的频率范围内, 基本满足 $\frac{\sigma}{\omega\epsilon} \gg 10^2$ 的条件。对于这类导电媒质, 有

$$\alpha \approx \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} \quad (3.5-63)$$

$$\beta \approx \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} \quad (3.5-64)$$

$$\eta_c \approx \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} (1 + j) \quad (3.5-65)$$

可以得出, 电磁波在这类导电媒质中的相速和波长分别为

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \sqrt{\frac{2\omega}{\mu\sigma}} \quad (3.5-66)$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = 2\pi \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (3.5-67)$$

从式 (3.5-65) 可以看出, 对于导电媒质而言, 本质阻抗的实部与虚部相等, 其阻抗角为 45°。所以, 在导电媒质中平面波的磁场在相位上滞后电场 45°。此外, 由于在导电媒质中平面波的相速与频率相关, 所以导电媒质也是色散媒质。电导率越大, 相速越小。如频率为 1MHz 的电磁波在铜中传播的相速为 415.2m/s, 与声波在空气中的传播速度在同一个数量级, 远低于电磁波在空气中的传播速度 (约为 $3 \times 10^8 \text{ m/s}$)。

从式 (3.5-63) 可以看出, 导电媒质的衰减常数随频率、媒质的磁导率和电导率的增加而增大。对于良导体而言, 衰减常数一般很大。这说明电磁场在良导体深部几乎衰减为零, 只存在于导体表面附近。这一现象被称为集肤效应。在工程中常用透入深度或集肤深度来表示电磁场在导电媒质的集肤程度, 它等于电磁场的振幅衰减到表面值的 e^{-1} 倍所经过的距离, 即

$$\delta = \frac{1}{\alpha} = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (3.5-68)$$

对于良导体而言, 集肤深度很小, 如频率为 1MHz 的电磁波在铜中的集肤深度为 $6.6 \times 10^{-5} \text{ m}$ 。

4.3 均匀平面波对平面媒质分界面的垂直入射

对于不同媒质的分界面, 一部分电磁能量会穿过媒质的分界面从第一种媒质进入到第二种媒质, 这部分能量对应的电磁波被称为透射波; 另外一部分电磁能量会从媒质的分界面返回, 这部分能量对应的电磁波被称为反射波。

如图 3.5-13 所示, 设媒质 1 为理想介质, 媒质 2 为理想导体, 两种媒质的分界面为 $z=0$ 的无限大平面。假设均匀平面波从理想介质 (媒质 1) 沿 z 方向垂直入射到理想导体 (媒质 2) 表面。由于理想导体的电导率为无穷大, 不会有波透入到理想导体中, 波将被完全反射回理想介质中。为论述方便, 取 x 轴与电场强度方向一致, 则磁场只有 y 方向分量。由于理想介质中既存在入射波又存在反射波, 解的一般形式为

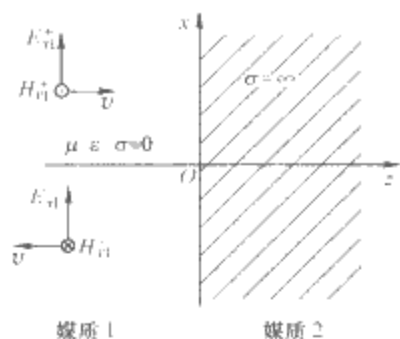


图 3.5-13 平面波对理想导体的垂直入射

$$\left. \begin{aligned} E_{x1} &= E_{x1}^+ e^{jkz} + E_{x1}^- e^{-jkz} \\ H_{y1} &= \frac{1}{\eta} (E_{x1}^+ e^{jkz} - E_{x1}^- e^{-jkz}) \end{aligned} \right\} \quad (3.5-69)$$

由理想导体表面的边界条件得

$$\left. \begin{aligned} E_{x1} &= E_{x1}^+ (e^{-jkz} - e^{jkz}) = -2jE_{x1}^+ \sin kz \\ H_{y1} &= \frac{E_{x1}^+}{\eta} (e^{-jkz} + e^{jkz}) = \frac{2E_{x1}^+}{\eta} \cos kz \end{aligned} \right\} \quad (3.5-70)$$

对应的瞬时表达式为

$$\left. \begin{aligned} E_{x1}(z, t) &= 2E_{x1}^+ \sin kz \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2} + \varphi_1\right) \\ H_{y1}(z, t) &= \frac{2E_{x1}^+}{\eta} \cos kz \sin(\omega t + \varphi_1) \end{aligned} \right\} \quad (3.5-71)$$

如果图 3.5-14 所示分界面两侧的媒质为有损耗媒质, 则需用复介电常数表示媒质的介电常数。此时, 在媒质 1 中, 电磁场解的一般形式为

$$\left. \begin{aligned} E_{x1} &= E_{x1}^+ e^{-\Gamma_1 z} + E_{x1}^- e^{\Gamma_1 z} \\ H_{y1} &= \frac{1}{\eta_1} (E_{x1}^+ e^{-\Gamma_1 z} - E_{x1}^- e^{\Gamma_1 z}) \end{aligned} \right\} \quad (3.5-72)$$

式中

$$\Gamma_1 = j\omega\sqrt{\mu_1\epsilon_1}$$

$$\eta_1 = \sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}}$$

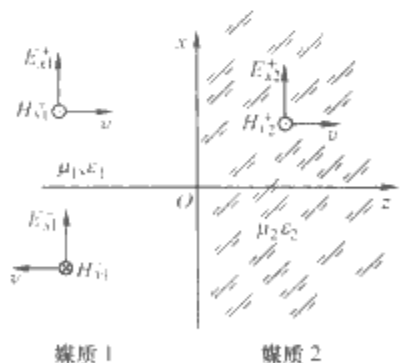


图 3.5-14 平面波对理想介质的垂直入射

分别为媒质 1 的传播常数和本质阻抗。在媒质 2 中, 电磁场解的一般形式为

$$\left. \begin{aligned} E_{x2} &= E_{x2}^+ e^{\Gamma_2 z} \\ H_{y2} &= \frac{1}{\eta_2} E_{x2}^+ e^{-\Gamma_2 z} \end{aligned} \right\} \quad (3.5-73)$$

式中

$$\Gamma_2 = j\omega\sqrt{\mu_2\epsilon_2}$$

$$\eta_2 = \sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}}$$

分别为媒质 2 的传播常数和本质阻抗。

由媒质分界面上的边界条件, 得反射系数 R 和透射系数 T 为

$$R = \frac{E_{x2}}{E_{x1}^+} = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} \quad (3.5-74)$$

$$T = \frac{E_{x2}}{E_{x1}^+} = \frac{2\eta_2}{\eta_2 + \eta_1} \quad (3.5-75)$$

此时, 反射系数和透射系数均为复数。

如图 3.5-15 所示, 三种媒质均为理想介质。分界面 (1) 和 (2) 分别为媒质 1 与媒质 2 的分界面和媒质 2 与媒质 3 的分界面。假设均匀平面波从媒质 1 沿 z 方向垂直入射到分界面 (1)。取 x 轴与电场强度方向一致, 则磁场只有 y 方向分量。由于媒质 1 中电磁场解的一般形式为

$$\left. \begin{aligned} E_{x1} &= E_{x1}^+ e^{jk_1(z+d)} + E_{x1}^- e^{jk_1(z+d)} \\ H_{y1} &= \frac{1}{\eta_1} (E_{x1}^+ e^{jk_1(z+d)} - E_{x1}^- e^{jk_1(z+d)}) \end{aligned} \right\} \quad (3.5-76)$$

式中

$$E_{x1}^+ = E_{x1}^+ e^{j\varphi_1^+}$$

$$E_{x1}^- = E_{x1}^- e^{j\varphi_1^-}$$

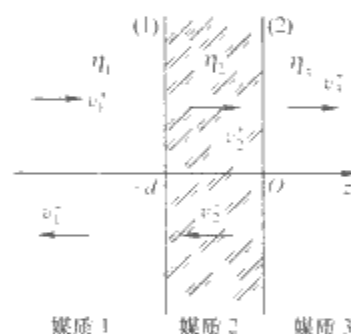


图 3.5-15 平面波对多层介质的垂直入射

分别为媒质 1 中在 $z = -d$ 点的入射波电场和反射波电场。媒质 2 中电磁场解的一般形式为

$$\left. \begin{aligned} E_{x2} &= E_{x2}^+ e^{-jk_2 z} + E_{x2}^- e^{jk_2 z} \\ H_{y2} &= \frac{1}{\eta_2} (E_{x2}^+ e^{-jk_2 z} - E_{x2}^- e^{jk_2 z}) \end{aligned} \right\} \quad (3.5-77)$$

式中

$$E_{x2}^+ = E_{x2}^+ e^{j\varphi_2^+}$$

$$E_{x2}^- = E_{x2}^- e^{j\varphi_2^-}$$

分别表示媒质 2 中在 $z = 0$ 点的入射波电场和反射波电场。媒质 3 中电磁场解的一般形式为

$$\left. \begin{aligned} E_{x3} &= E_{x3}^+ e^{jk_3 z} \\ H_{y3} &= \frac{1}{\eta_3} E_{x3}^+ e^{-jk_3 z} \end{aligned} \right\} \quad (3.5-78)$$

式中

$$E_{x3}^+ = E_{x3}^+ e^{j\varphi_3^+}$$

表示媒质 3 中在 $z = 0$ 点的入射波电场。将媒质 1 和媒质 2 分界面上电场和磁场的切向分量之比定义为该分界面处的等效波阻抗, 即

$$\eta_{ef} = \eta \frac{\eta_3 + j\eta_2 \tan k_2 d}{\eta_2 + j\eta_3 \tan k_2 d} \quad (3.5-79)$$

该分界面处的反射系数为

$$R_{(1)} = \frac{E_{x_{refl}}}{E_{x_{inc}}} = \frac{\eta_{ef} - \eta_1}{\eta_{ef} + \eta_1} \quad (3.5-80)$$

假如图 3.5-15 所示的媒质 1 和媒质 3 相同, 即 $\eta_1 = \eta_3$, 而且媒质 2 的厚度 d 为其波长的 $1/2$, 即 $d = \frac{\lambda_2}{2}$, 则由式 (3.5-79) 可得 $\eta_{ef} = \eta_1$ 。再由式 (3.5-80) 可以看出, 在媒质 1 和媒质 2 分界面处的反射系数为零, 即 $R_{(1)} = 0$, 说明电磁波入射到该分界面处无反射。

假如图 3.5-15 所示的媒质 2 的本质阻抗与媒质 1 和媒质 3 的本质阻抗之间的关系满足

$$\eta_2 = \sqrt{\eta_1 \eta_3}$$

而且媒质 2 的厚度 d 为其波长的 $1/4$, 即 $d = \frac{\lambda_2}{4}$, 则由式 (3.5-79) 可得

$$\eta_{ef} = \frac{\eta_2^2}{\eta_3} = \eta_1$$

再由式 (3.5-80) 可以看出, 在媒质 1 和媒质 2 分界面处的反射系数为零, 即 $R_{(1)} = 0$, 说明电磁波在该分界面上也不存在反射。

如图 3.5-16 所示, 当均匀平面波入射到无限大良导体片时, 可以得出, 良导体片中任意点的输入阻抗为

$$Z = \eta \frac{Z(l) \cosh \gamma l + \eta \sinh \gamma l}{\eta \cosh \gamma l + Z(l) \sinh \gamma l} \quad (3.5-81)$$

式中: $Z(l)$ 是在 $x = l$ 处往右看的输入阻抗。

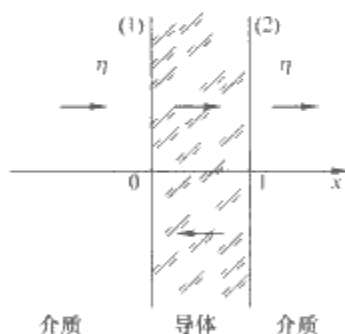


图 3.5-16 平面波对导体平板的垂直入射

首先, 讨论 $x=l$ 处的人射波和反射波情况。设该处入射波电场和入射波磁场分别为 E^i 、 H^i , 反射波电场和反射波磁场分别为 E^r 、 H^r , 透射波电场、磁场分别为 E^t 、 H^t , 并假设反射波在 $x=0$ 处阻抗匹配, 则电场和磁场反射系数分别为

$$R_E = \frac{E^r}{E^i} = \frac{Z(l) - \eta}{Z(l) + \eta} = \frac{k - 1}{k + 1} \quad (3.5-82)$$

$$R_H = \frac{H^r}{H^i} = \frac{\eta - Z(l)}{\eta + Z(l)} = \frac{1 - k}{1 + k} \quad (3.5-83)$$

式中: $k = \frac{Z(l)}{\eta}$ 。可以看出, $R_E = -R_H$ 。电场和磁场的传输系数为

$$T_E = \frac{E^t}{E^i} = \frac{2Z(l)}{Z(l) + \eta} = \frac{2k}{k + 1} = 1 + R_E \quad (3.5-84)$$

$$T_H = \frac{H^t}{H^i} = \frac{2\eta}{Z(l) + \eta} = \frac{2}{k + 1} = 1 + R_H \quad (3.5-85)$$

其次, 假如需要考虑反射波在 $x=0$ 处阻抗不匹配, 则总的传输系数应该是两个分界面处传输系数的乘积, 即

$$T = T_E = T_H = T_E(0) \cdot T_E(l) = T_H(0) \cdot T_H(l) = \frac{4k}{(1+k)^2} \quad (3.5-86)$$

此时, 电磁波从媒质 1 经过良导体片传输到媒质 2 的反射损耗为

$$P = -20 \log |T| = 20 \log \frac{|1+k|^2}{4|k|} \quad (3.5-87)$$

式 (3.5-82) 和式 (3.5-86) 为电磁波屏蔽效能的研究提供了计算公式。

5 波导概念

5.1 波导中时谐电磁场的一般规律

在均匀导波装置内传播的电磁波主要有以下三种模式:

(1) 横电磁波 (TEM)。在电磁波的传播方向上没有电场和磁场的分量, 即电场和磁场完全在与传播方向垂直的平面内。

(2) 横磁波 (TM)。在电磁波的传播方向上没有磁场的分量仅有电场分量, 因为在电磁波的传播方向上有电场分量, 所以又称为电波或 E 波。

(3) 横电波 (TE)。在电磁波的传播方向上没有电场的分量仅有磁场分量, 因为在电磁波的传播方向上有磁场分量, 所以又称为磁波或 H 波。

在实际应用中, 常用波导主要有矩形波导和圆形波导。

取直角坐标系, 假定时谐电磁波的传播方向为波导的纵向方向 (z 轴), 且波导导体的电导率为无穷大, 内部媒质为理想介质, 波导内部空间没有自由电荷和传导电流。在这样的前提下, 波导中的电磁场可以表示为

$$E(x, y, z) = E(x, y) e^{-\Gamma z} \quad (3.5-88)$$

$$H(x, y, z) = H(x, y) e^{-\Gamma z} \quad (3.5-89)$$

式中: $E(x, y)$ 代表波导中横截面内电场强度的复振幅; $H(x, y)$ 代表波导中横截面内磁场强度的复振幅。对应电场强度和磁场强度的波动方程为

$$\left. \begin{aligned} \nabla_t^2 E(x, y) + k_c^2 E(x, y) &= 0 \\ \nabla_t^2 H(x, y) + k_c^2 H(x, y) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.5-90)$$

对于沿直行的、均匀导波装置传播的横电磁波 (TEM), 其传播方向的分量为零, 即 E_z 和 H_z 为零。横截面内电磁场存在的条件为

$$\Gamma = jk = j\omega \sqrt{\mu\epsilon} \quad (3.5-91)$$

式中: Γ 为 TEM 波沿波导传播的传播常数; k 为相位常数或波数。横截面内场量满足的方程为

$$\left. \begin{aligned} \nabla_t^2 E(x, y) &= 0 \\ \nabla_t^2 H(x, y) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.5-92)$$

由此可知, 对于直行的、均匀导波装置, 可以传播 TEM 的充分必要条件是装置可以建立静电场和恒定磁场。

对于横电波 (TE) 与横磁波 (TM) 这两种波, 随着电磁波频率的变化, 可能出现以下三种情况:

(1) 当 $k_c^2 > k^2$ 时, $\Gamma = \sqrt{k_c^2 - k^2} = \alpha$ 为实数。表示电磁波沿 z 轴按指数规律衰减, 且没有相位的变化。这说明波沿传播方向只有衰减, 没有相移, 称这种情况为截止状态。这时的波称为凋落波。应当指出, 由于假设波导的导体是理想导体, 即无损耗, 在上述条件下, 波的这种衰减不同于导体热损耗引起的衰减, 这种衰减是由于不满足传播条件引起的, 是一种电抗性衰减。在衰减过程中, 能量并没有损耗

掉,而是在波导中来回反射。

(2) 当 $k_c^2 < k^2$ 时, $\Gamma = j\sqrt{k^2 - k_c^2} = j\beta$ 为虚数, 其中 β 称为波的相位常数。此时电磁波沿 z 轴传播, 称为传输波。

(3) 当 $k_c^2 = k^2$ 时, $\Gamma = 0$ 。此时电磁波沿 z 轴既不传播, 又不衰减。这种状态称为临界状态, 是决定波能否沿波导传播的分界线。此时, 对应的电磁波的频率称为临界频率或截止频率, 其表达式为

$$f_c = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (3.5-93)$$

对应的截止波长为

$$\lambda_c = \frac{v}{f_c} = \frac{2\pi}{k_c} \quad (3.5-94)$$

综上所述, 当横电(磁)波的频率低于截止频率 f_c 时(或波长 λ 大于截止波长 λ_c), 波不能传输; 当横电(磁)波的频率高于截止频率 f_c 时(或波长 λ 小于截止波长 λ_c), 波可以传输。

5.2 矩形波导

图 3.5-17 为规则矩形波导示意图。显然, 这是一种直行的、均匀导波装置。实际应用中, 矩形波导的两个边的长度不等, 习惯上称它的宽边为 a , 窄边为 b , 如图所示。假定时谐电磁波沿波导的纵向(z 轴)传播, 且波导的导体为理想导体, 内部媒质为理想介质, 波导内部空间没有自由电荷和传导电流。

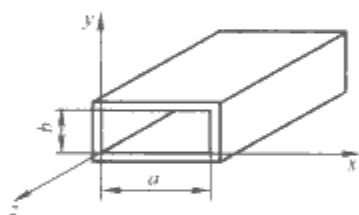


图 3.5-17 规则矩形波导示意

波导中横电波 (TE) 的分布规律为

$$H_z(x, y) = H_0 \cos k_x x \cos k_y y \quad (3.5-95)$$

$$E_x = \frac{j\omega\mu}{k_c^2} k_y H_0 \cos k_x x \sin k_y y \quad (3.5-96)$$

$$E_y = -\frac{j\omega\mu}{k_c^2} k_x H_0 \sin k_x x \cos k_y y \quad (3.5-97)$$

$$H_x = \frac{\Gamma k_x}{k_c^2} H_0 \sin k_x x \cos k_y y \quad (3.5-98)$$

$$H_y = \frac{\Gamma k_y}{k_c^2} H_0 \cos k_x x \sin k_y y \quad (3.5-99)$$

波在其传播方向 z 上是行波, 在与传播方向 z 垂直的 x 和 y 方向上都是驻波。场在波导的 x 方向上分布的驻波的半波数为 m , 场在波导的 y 方向上分布的驻波的半波数为 n 。 m 、 n 的取值不同, 电磁场的分布就不同, 称为波形(或模式)不同。常用 TE_{mn} 表示不同的波形。 TE_{mn} 波形的截止频率和截止波长分别为

$$f_{mc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (3.5-100)$$

$$\lambda_{mc} = \frac{2\pi}{\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}} \quad (3.5-101)$$

传播常数为

$$\Gamma_{mn} = j\beta_{mn} = j\sqrt{\omega^2\mu\epsilon - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (3.5-102)$$

波导中横磁波 (TM) 的分布规律为

$$E_z(x, y) = E_0 \sin k_x x \sin k_y y \quad (3.5-103)$$

$$E_x = -\frac{k_x \Gamma}{k_c^2} E_0 \cos k_x x \sin k_y y \quad (3.5-104)$$

$$E_y = -\frac{k_y \Gamma}{k_c^2} E_0 \sin k_x x \cos k_y y \quad (3.5-105)$$

$$H_x = \frac{j\omega\epsilon k_y}{k_c^2} E_0 \sin k_x x \cos k_y y \quad (3.5-106)$$

$$H_y = -\frac{j\omega\epsilon k_x}{k_c^2} E_0 \cos k_x x \sin k_y y \quad (3.5-107)$$

不难看出, TM 波相应的截止频率和截止波长的表达式与 TE 波的相同。但应注意的是, 对 TE 波, 模式的 m 和 n 不能同时为零; 而对于 TM 波, 模式的 m 和 n 都不能为零。

6 口径天线概念

6.1 标量衍射方程

研究口径天线问题, 需要求流过导体的表面电流。但是在许多实际问题中, 分析这种电流是非常困难的, 甚至是不可能的。因此, 工程应用中经常采用近似分析方法。

考虑如图 3.5-18 所示的辐射场, 要求出在口径天线外的场点 P 处的场。天线被内部电压源激励, 产生流向内部和外部的表面电流 J , 如果电流已知, 可以直接从方程

$$A(r_0) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_S J(r_s) \frac{e^{-jkR}}{R} dS \quad (3.5-108)$$

得到在点 P 的辐射场。

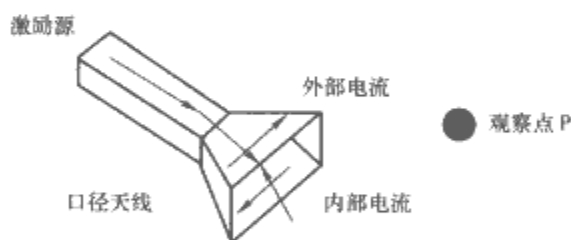


图 3.5-18 口径天线的辐射场

还可以借助标量衍射理论分析口径天线的辐射场。一般将电场强度或磁场强度的分量用波函数 $\psi(r)$ 表示, 假定封闭的体积的表面为 S 。观察点 P 的波函数 $\psi(r)$ 满足如下标量波动方程

$$\nabla^2 \psi + k^2 \psi = 0 \quad (3.5-109)$$

基尔霍夫通过选如下格林函数

$$G(r, r') = \frac{1}{4\pi R} e^{-jkR}$$

由格林第二恒等式, 经过推导可以得到标量波动函数 ψ 满足的积分方程为

$$\psi(r) = -\oint_S \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} \mathbf{n}' \cdot \left[\nabla' \psi(r') - jk \left(1 + \frac{1}{jkR} e_R \psi(r') \right) \right] dS \quad (3.5-110)$$

将上述积分表示应用于图 3.5-19 的孔隙衍射问题, 其中源在小孔 A 的无限大完纯导体片的左侧, 要求出孔隙右侧 P 点的衍射场。利用索莫菲辐射条件

$$\lim_{R \rightarrow \infty} \psi \propto \frac{e^{-jkR}}{R} \tag{3.5-111}$$

$$\lim_{R \rightarrow \infty} \frac{1}{\psi} \frac{\partial \psi}{\partial r} \propto jk + \frac{1}{R} \tag{3.5-112}$$

式 (3.5-110) 中在 S_∞ 上的积分消失, 仅剩在 S_1 上的积分。

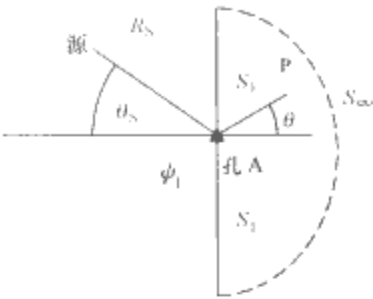


图 3.5-19 孔隙衍射问题

6.2 几种近似求解

基尔霍夫对 $\psi(r)$ 作如下两种近似: ①在 S_1 内侧场为零, 即忽略绕射; ②在 A 上取 $\psi = \psi_i$, 即忽略散射。此时, 波函数近似为

$$\psi(r) \approx \int_A \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} \mathbf{n}' \cdot \left[\nabla \psi_i - jk \left(1 + \frac{1}{jkR} \right) \mathbf{e}_R \psi_i \right] dS \tag{3.5-113}$$

狄里赫莱选格林函数为

$$G_D(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = \frac{1}{4\pi R_1} e^{-jkR_1} - \frac{1}{4\pi R_2} e^{-jkR_2} \tag{3.5-114}$$

得到类似于基尔霍夫公式的近似, 波函数近似为

$$\psi(r) \approx \frac{jk}{2\pi} \int_A \left(1 + \frac{1}{jkR} \right) \mathbf{n}' \cdot \mathbf{R} \psi_i(\mathbf{r}') \frac{e^{-jkR}}{R} dS \tag{3.5-115}$$

纽曼选格林函数为

$$G_N(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = \frac{1}{4\pi R_1} e^{-jkR_1} + \frac{1}{4\pi R_2} e^{-jkR_2} \tag{3.5-116}$$

波函数近似为

$$\psi(r) \approx -\frac{1}{2\pi} \int_A \frac{\partial \psi_i}{\partial n'} \frac{e^{-jkR_1}}{R_1} dS \tag{3.5-117}$$

6.3 对标量问题的讨论

上面介绍了三种近似方法来计算孔隙衍射问题, 下面对这三种近似方法作一对比。假设观察点的距离 R 离孔 A 很远, 另外还假定源的分布产生球面波向孔的方向发射, 即

$$\psi_i = \psi_0 \frac{e^{-jkR_s}}{R_s} \tag{3.5-118}$$

在这种假设下, 三个近似公式有如下共同的形式, 即

$$\psi(r) \approx \frac{jk\psi_0}{2\pi} \int_A \frac{e^{-jkR_s}}{R_s} \frac{e^{-jkR}}{R} \vartheta(\theta, \theta_s) dS' \tag{3.5-119}$$

式中: $\vartheta(\theta, \theta_s)$ 被称为歪斜因子, 即

$$\vartheta(\theta, \theta_s) = \left\{ \begin{array}{ll} \frac{1}{2}(\cos\theta + \cos\theta_s) & \text{基尔霍夫公式} \\ \cos\theta_s & \text{狄利赫莱公式} \\ \cos\theta & \text{纽曼公式} \end{array} \right\} \tag{3.5-120}$$

第6章 传输线耦合的基本理论

本章重点对两导体传输线耦合的基本理论进行论述,包括传输线的电报方程以及单位长参数的计算和测量方法、传输线的频域和时域分析方法、电磁场对传输线耦合的分析方法等,最后对多导体传输线的耦合理论进行了简要介绍。

1 传输线的参数与方程

1.1 均匀传输线方程

传输线可将能量或信息(包括电磁骚扰)从一点传输到另一点。图 3.6-1 所示的传输系统是最简单的两导体均匀传输线。

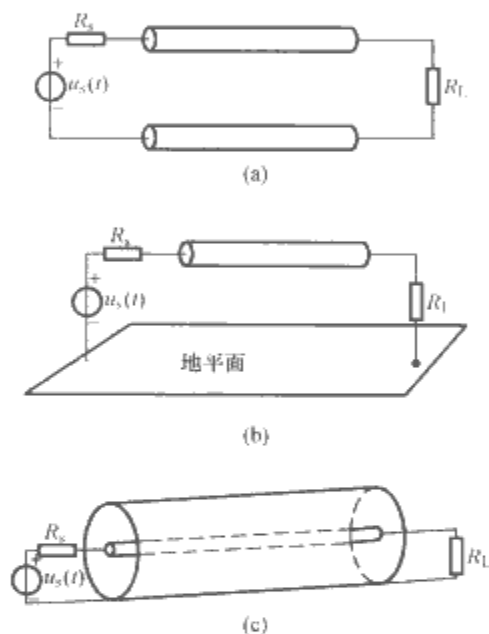


图 3.6-1 最简单的两导体均匀传输线
(a) 两导体线; (b) 无限大导体平面上的单导线; (c) 同轴电缆

在高频情况下,由于电路的集总条件已不再成立,因此必须采用分布参数电路的方法来分析传输线的电磁传播过程。表征两导体均匀传输线的参数为单位长电感 L' 、单位长电容 C' 、单位长电阻 R' 和单位长电导 G' 。这样,图 3.6-2 (a) 中长度为微元 dx 的传输线可以等效为图 3.6-2 (b) 所示的电路模型。

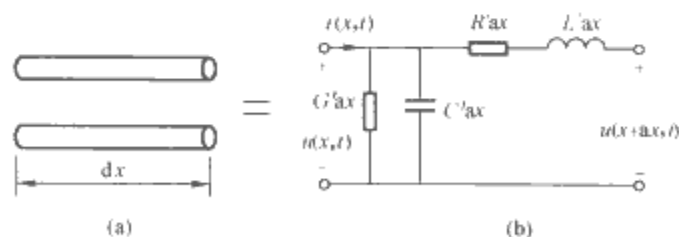


图 3.6-2 传输线模型及其等效电路
(a) 传输线模型; (b) 等效电路

均匀传输线上电压和电流的关系可以用如下的电报方程来描述,即

$$\frac{\partial u(x,t)}{\partial x} = -R'i(x,t) - L'\frac{\partial i(x,t)}{\partial t} \quad (3.6-1)$$

$$\frac{\partial i(x,t)}{\partial x} = -G'u(x,t) - C'\frac{\partial u(x,t)}{\partial t} \quad (3.6-2)$$

对于无损线,即导线为完纯导体、周围介质为理想介质的情况, $R'=0$, $G'=0$, 上述的电报方程可以简化为

$$\frac{\partial u(x,t)}{\partial x} = -L'\frac{\partial i(x,t)}{\partial t} \quad (3.6-3)$$

$$\frac{\partial i(x,t)}{\partial x} = -C'\frac{\partial u(x,t)}{\partial t} \quad (3.6-4)$$

如果给定传输线始端的电源伏安关系和终端的负载条件,就可以通过上述电报方程计算传输线上任意一点处的电压和电流。

1.2 典型均匀传输线的单位长参数

在实际应用中,确定均匀传输线的单位长参数是传输线建模的首要环节,只有确定出均匀传输线的单位长参数,才有可能进一步应用传输线理论或传输线分析程序对电磁骚扰的传输线耦合进行分析。

当已知传输线结构后,便可以应用电磁场理论计算传输线的单位长参数。对于横截面结构较为复杂的传输线,可以利用电磁场数值计算方法来计算。一般而言,由于传输线导体之间具有绝缘性能良好的介质,所以导体之间的单位长电导可以忽略不计,导体的单位长电阻可以直接按照本篇第 3 章的方法计算。因此,下面仅给出一些横截面较规则的完纯导体传输线的单位长电容和单位长电感的计算公式。

1.2.1 两个圆截面的导体

两个半径不同的圆导体构成图 3.6-3 所示的均匀传输线,两个圆导体的半径分别为 r_{w1} 和 r_{w2} , 它们的中心距离为 s 。单位长电容为

$$C' = \frac{2\pi\epsilon}{\operatorname{arccosh}\left(\frac{s^2 - r_{w1}^2 - r_{w2}^2}{2r_{w1}r_{w2}}\right)} \quad (3.6-5)$$

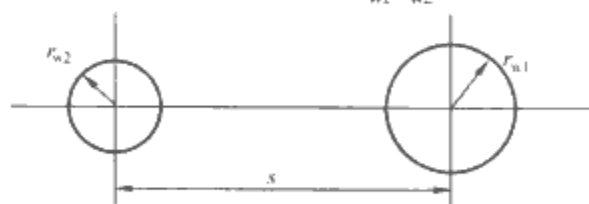


图 3.6-3 两个圆截面的导体

单位长电感为

$$L' = \frac{\mu}{2\pi} \operatorname{arccosh}\left(\frac{s^2 - r_{w1}^2 - r_{w2}^2}{2r_{w1}r_{w2}}\right) \quad (3.6-6)$$

当导体的中心距离 s 较大时,可以忽略导体之间的邻近效应,此时有如下近似公式

$$C' \approx \frac{2\pi\epsilon}{\ln\left(\frac{s^2}{r_{w1}r_{w2}}\right)} \quad (3.6-7)$$

$$L' \approx \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{s^2}{r_{w1}r_{w2}}\right) \quad (3.6-8)$$

当两个导体的半径相同且 $s/r_w=5$ 时,采用上述近似公

式计算单位长电容的误差为 2.7%；当 $s/r_w=4$ 时，近似公式的误差为 5.3%。因此，当导体的中心距离较大时，上述近似公式可以满足工程计算要求。

1.2.2 无限大导体平面上的圆导体

如图 3.6-4 所示，半径为 r_w 的长直圆导体位于无限大导体平面上方，长直圆导体的轴心高度为 h 。单位长电容和单位长电感分别为

$$C' = \frac{2\pi\epsilon}{\operatorname{arccosh}\left(\frac{h}{r_w}\right)} \quad (3.6-9)$$

$$L' = \frac{\mu}{2\pi} \operatorname{arccosh}\left(\frac{h}{r_w}\right) \quad (3.6-10)$$

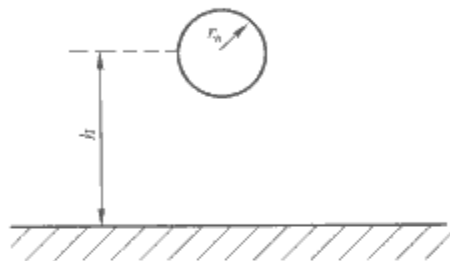


图 3.6-4 无限大导体平面上的圆导体

如果 $h \gg r_w$ ，近似公式为

$$C' = \frac{2\pi\epsilon}{\ln\left(\frac{2h}{r_w}\right)} \quad (3.6-11)$$

$$L' = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{2h}{r_w}\right) \quad (3.6-12)$$

1.2.3 同轴电缆

同轴电缆如图 3.6-5 所示，设同轴电缆的内导体半径为 r_w ，外导体内半径为 r_s 。单位长电容和单位长电感分别为

$$C' = \frac{2\pi\epsilon}{\ln\left(\frac{r_s}{r_w}\right)} \quad (3.6-13)$$

$$L' = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{r_s}{r_w}\right) \quad (3.6-14)$$

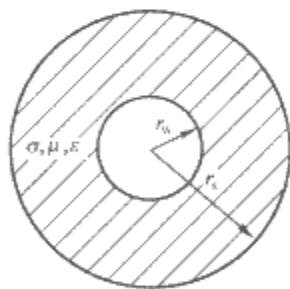


图 3.6-5 同轴电缆

1.2.4 平行板中的带状线

平行板中的带状线如图 3.6-6 所示，平行板间隔为 d ，带状线宽度为 w 。单位长电容和单位长电感的近似计算公式分别为

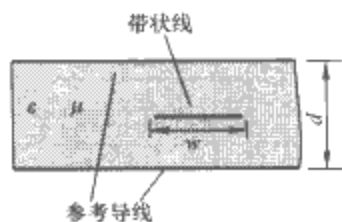


图 3.6-6 平行板中的带状线

$$C' \approx \frac{4\epsilon(w_{\text{eff}} + 0.441d)}{d} \quad (3.6-15)$$

$$L' \approx \frac{\mu}{4} \frac{d}{w_{\text{eff}} + 0.441d} \quad (3.6-16)$$

其中

$$w_{\text{eff}} = w - \begin{cases} 0 & w/d > 0.35 \\ d(0.35 - w/d)^2 & w/d \leq 0.35 \end{cases} \quad (3.6-17)$$

1.2.5 介质板上的带状线

介质板上的带状线如图 3.6-7 所示，介质板厚度为 d ，介质板下方为无限大导体平面，介质板上方的带状线宽度为 w 。单位长电容和单位长电感的近似计算公式分别为

$$L' = \mu_0 F \quad (3.6-18)$$

$$C' = \frac{\epsilon}{F} \quad (3.6-19)$$

其中

$$F \approx \begin{cases} \frac{1}{2\pi} \ln\left(\frac{8d}{w} + \frac{w}{4d}\right) & \frac{w}{d} \leq 1 \\ \frac{1}{[w/d + 1.393 + 0.667 \ln(w/d + 1.444)]} & \frac{w}{d} > 1 \end{cases} \quad (3.6-20)$$

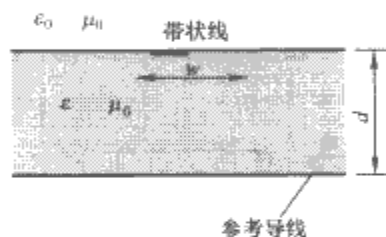


图 3.6-7 介质板上的带状线

在实际中，除采用计算方法外，还经常采用测量方法获得传输线的单位长参数。下面介绍这种方法。

设待测量的传输线的长度为 l ，利用阻抗分析仪或通过测量输入端的电压和电流，分别可以得到在传输线另一端短路时输入端的短路阻抗 Z_{sc} 和传输线另一端开路时输入端的开路阻抗 Z_{oc} 。因此，传输线的单位长阻抗和单位长导纳分别为

$$Z' = \gamma Z_c \quad (3.6-21)$$

$$Y' = (Z_c)^{-1} \gamma \quad (3.6-22)$$

式中

$$\gamma = \frac{1}{l} \operatorname{arctanh} \sqrt{\frac{Z_{sc}}{Z_{oc}}} \quad (3.6-23)$$

$$Z_c = \sqrt{Z_{sc} Z_{oc}} \quad (3.6-24)$$

所以有

$$R' = \operatorname{Re}(Z') \quad (3.6-25)$$

$$L' = \frac{1}{\omega} \operatorname{Im}(Z') \quad (3.6-26)$$

$$G' = \operatorname{Re}(Y') \quad (3.6-27)$$

$$C' = \frac{1}{\omega} \operatorname{Im}(Y') \quad (3.6-28)$$

式中： ω 为测量所施加的信号角频率。

2 传输线的频域分析

2.1 电报方程的频域解

均匀传输线的单位长阻抗和单位长导纳分别为

$$Z' = R' + j\omega L' \quad (3.6-29)$$

$$Y' = G' + j\omega C' \quad (3.6-30)$$

电报方程可以写为如下相量形式，即

$$\frac{dU(x)}{dx} = -Z' I(x) \quad (3.6-31)$$

$$\frac{dI(x)}{dx} = -Y' U(x) \quad (3.6-32)$$

上述方程的通解为

$$U(x) = U^+ e^{-\gamma x} + U^- e^{\gamma x} \quad (3.6-33)$$

$$I(x) = I^+ e^{-\gamma x} + I^- e^{\gamma x} = \frac{U^+}{Z_c} e^{-\gamma x} - \frac{U^-}{Z_c} e^{\gamma x} \quad (3.6-34)$$

其中, Z_c 称为传输线的特征阻抗, γ 称为传输线的传播常数, 它们分别为

$$Z_c = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} = |Z_c| \angle \theta_c \quad (3.6-35)$$

$$\gamma = \sqrt{Z' Y'} = \alpha + j\beta \quad (3.6-36)$$

式中: α 为衰减常数; β 为相位常数; U^+ 和 U^- 为待定系数, 它们分别代表传输线始端 ($x=0$) 上的电压入射波和反射波的有效值相量; I^+ 和 I^- 也为待定系数, 分别代表传输线始端 ($x=0$) 上的电流入射波和反射波的有效值相量。上述待定系数均可以通过传输线的始端和终端条件确定。

设传输线长度为 l , 始端接一个电压为 \underline{U}_S 、内阻抗为 Z_S 的等效电压源, 传输线的终端接一个阻抗为 Z_L 的等效负载。传输线的频域解为

$$\underline{U}(x) = \frac{Z_c}{Z_c + Z_S} \frac{1 + \rho_L e^{-2\gamma l} e^{2\gamma x}}{1 - \rho_S \rho_L e^{-2\gamma l} Z_c} \underline{U}_S e^{-\gamma x} \quad (3.6-37)$$

$$\underline{I}(x) = \frac{1}{Z_c + Z_S} \frac{1 + \rho_L e^{-2\gamma l} e^{2\gamma x}}{1 - \rho_S \rho_L e^{-2\gamma l} Z_c} \underline{U}_S e^{-\gamma x} \quad (3.6-38)$$

其中, 传输线的始端和终端反射系数分别为

$$\rho_S = \frac{Z_S - Z_c}{Z_S + Z_c} \quad (3.6-39)$$

$$\rho_L = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} \quad (3.6-40)$$

传输线上任意一点向终端去的输入阻抗为

$$\begin{aligned} Z_{in}(x) &= Z_c \frac{1 + \rho_L e^{-2\gamma l} e^{2\gamma x}}{1 - \rho_L e^{-2\gamma l} e^{2\gamma x}} \\ &= Z_c \frac{Z_L + Z_c \operatorname{th}[\gamma(l-x)]}{Z_c + Z_L \operatorname{th}[\gamma(l-x)]} \end{aligned} \quad (3.6-41)$$

2.2 BLT 公式

在电磁兼容耦合机理的分析中, 还经常遇到如图 3.6-8 情况, 例如研究雷击输电线路的波过程等。下面, 对激励电源不在传输线端部的分析方法进行论述。如图 3.6-8 所示, 设电压源 \underline{U}_S 和电流源 \underline{I}_S 位于传输线的 x_S 处, 并定义传输

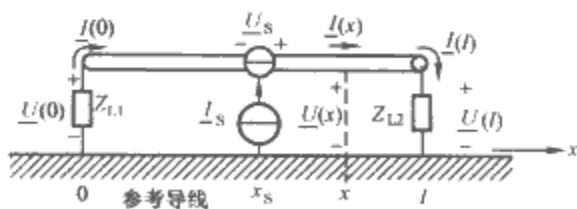


图 3.6-8 激励电源在传输线的 x_S 处

线始端 1 和终端 2 的反射系数分别为

$$\rho_1 = \frac{Z_{L1} - Z_c}{Z_{L1} + Z_c} \quad (3.6-42)$$

$$\rho_2 = \frac{Z_{L2} - Z_c}{Z_{L2} + Z_c} \quad (3.6-43)$$

当 $x > x_S$ 时, 传输线上的电压和电流分别为

$$\underline{U}(x) = \frac{e^{-\gamma x} + \rho_2 e^{\gamma(x-2l)}}{2(1 - \rho_1 \rho_2 e^{-2\gamma l})} [(e^{\gamma x_S} - \rho_1 e^{-\gamma x_S}) \underline{U}_S + (e^{\gamma x_S} + \rho_1 e^{-\gamma x_S}) Z_c \underline{I}_S] \quad (3.6-44)$$

$$\underline{I}(x) = \frac{e^{-\gamma x} - \rho_2 e^{\gamma(x-2l)}}{2Z_c(1 - \rho_1 \rho_2 e^{-2\gamma l})} [(e^{\gamma x_S} - \rho_1 e^{-\gamma x_S}) \underline{U}_S + (e^{\gamma x_S} + \rho_1 e^{-\gamma x_S}) Z_c \underline{I}_S] \quad (3.6-45)$$

当 $x < x_S$ 时, 传输线上的电压和电流分别为

$$\underline{U}(x) = \frac{e^{\gamma(x-l)} + \rho_1 e^{-\gamma(x+l)}}{2(1 - \rho_1 \rho_2 e^{-2\gamma l})} [-(e^{\gamma(l-x_S)} - \rho_2 e^{-\gamma(l-x_S)}) \underline{U}_S + (e^{\gamma(l-x_S)} + \rho_2 e^{-\gamma(l-x_S)}) Z_c \underline{I}_S] \quad (3.6-46)$$

$$\underline{I}(x) = \frac{e^{\gamma(x-l)} - \rho_1 e^{-\gamma(x+l)}}{2Z_c(1 - \rho_1 \rho_2 e^{-2\gamma l})} [-(e^{\gamma(l-x_S)} - \rho_2 e^{-\gamma(l-x_S)}) \underline{U}_S + (e^{\gamma(l-x_S)} + \rho_2 e^{-\gamma(l-x_S)}) Z_c \underline{I}_S] \quad (3.6-47)$$

从式 (3.6-46) 和式 (3.6-47), 可分别获得传输线在 $x=0$ 和 $x=l$ 处的电压和电流, 为了表述方便, 写成如下矩阵形式, 即

$$\begin{bmatrix} \underline{U}(0) \\ \underline{U}(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \rho_1 & 0 \\ 0 & 1 + \rho_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\rho_1 & e^{\gamma l} \\ e^{\gamma l} & -\rho_2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} (\underline{U}_S + Z_c \underline{I}_S) e^{\gamma x_S} \\ -\frac{1}{2} (\underline{U}_S - Z_c \underline{I}_S) e^{\gamma(l-x_S)} \end{bmatrix} \quad (3.6-48)$$

$$\begin{bmatrix} \underline{I}(0) \\ \underline{I}(l) \end{bmatrix} = \frac{1}{Z_c} \begin{bmatrix} 1 - \rho_1 & 0 \\ 0 & 1 - \rho_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\rho_1 & e^{\gamma l} \\ e^{\gamma l} & -\rho_2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} (\underline{U}_S + Z_c \underline{I}_S) e^{\gamma x_S} \\ -\frac{1}{2} (\underline{U}_S - Z_c \underline{I}_S) e^{\gamma(l-x_S)} \end{bmatrix} \quad (3.6-49)$$

显然, 上面的两个公式给出了在传输线上任意一点的激励电源与传输线始端、终端电压和电流之间的关系, 使得分析图 3.6-8 中的问题变得非常方便。由于上面两个公式是美国学者 C. E. Baum、T. K. Liu 和 F. M. Tesche 博士在研究空间核电磁脉冲对传输线耦合时提出来的, 因此, 式 (3.6-48) 和式 (3.6-49) 常被称为 BLT 公式。

3 传输线的时域分析

均匀传输线的时域分析方法可以分为两类。第一类分析方法是所谓的变换域法, 这类方法是先求均匀传输线的频域解再通过反变换求其时域解。基于拉普拉斯变换的奇点展开法和基于傅里叶变换的频域解就属于这类方法。第二类方法是所谓的直接时域法, 这类方法直接通过求解时域电报方程来获得均匀传输线上电压和电流的时域响应。

下面, 重点论述无损耗均匀传输线的直接时域分析方法。均匀无损耗传输线的电报方程如下

$$\frac{\partial u(x, t)}{\partial x} = -L' \frac{\partial i(x, t)}{\partial t} \quad (3.6-50)$$

$$\frac{\partial i(x, t)}{\partial x} = -C' \frac{\partial u(x, t)}{\partial t} \quad (3.6-51)$$

其通解为

$$u(x,t) = u^+ \left(t - \frac{x}{v} \right) + u^- \left(t + \frac{x}{v} \right) \quad (3.6-52)$$

$$i(x,t) = i^+ \left(t - \frac{x}{v} \right) + i^- \left(t + \frac{x}{v} \right) \\ = \frac{1}{Z_c} u^+ \left(t - \frac{x}{v} \right) - \frac{1}{Z_c} u^- \left(t + \frac{x}{v} \right) \quad (3.6-53)$$

式中

$$Z_c = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (3.6-54)$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{L'C'}} \quad (3.6-55)$$

分别为无损耗均匀传输线的特性阻抗以及电压和电流的传播速度，简称波速。 u^+ 和 u^- 分别为电压的入射波和反射波， i^+ 和 i^- 分别为电流的入射波和反射波，它们分别由传输线的激励电源和端接负载确定。基于式(3.6-52)和式(3.6-53)，可以建立求解无损耗均匀传输线时域解的图解法和Bergeron法，分述如下。

3.1 图形法

下面，举例说明求解无损耗均匀传输线时域解的图解法。设无损耗均匀传输线的长度为 l ，在传输线的始端接电压为 U_S 、内电阻为 R_S 的直流电压源，终端接负载电阻 R_L ，现在讨论在 $t=0$ 接通电压源后的时域响应。可以得出传输线的始端和终端反射系数分别为

$$\rho_S = \frac{R_S - Z_c}{R_S + Z_c} \quad (3.6-56)$$

$$\rho_L = \frac{R_L - Z_c}{R_L + Z_c} \quad (3.6-57)$$

在 $0 \sim l/v$ 的时间之内，传输线上既无电压反射波也无电流反射波，电压入射波和电流入射波分别为

$$u^+ = \frac{Z_c}{R_S + Z_c} U_S = K \quad (3.6-58)$$

$$i^+ = \frac{K}{Z_c} \quad (3.6-59)$$

在 l/v 时刻，入射波到达传输线终端，在终端产生的电压反射波和电流反射波分别为

$$u^- = \rho_L u^+ = K \rho_L \quad (3.6-60)$$

$$i^- = -\frac{u^-}{Z_c} = -\frac{K \rho_L}{Z_c} \quad (3.6-61)$$

在 $2l/v$ 时刻，反射波到达传输线始端，在始端产生的电压反射波和电流反射波分别为

$$u^{+'} = \rho_S u^- = K \rho_L \rho_S \quad (3.6-62)$$

$$i^{+'} = \frac{u^{+'}}{Z_c} = \frac{K \rho_L \rho_S}{Z_c} \quad (3.6-63)$$

随着时间进程，在传输线的始端和终端产生多次反射。因此，传输线上任意一点在任意时刻的电压和电流就是这一时刻下到达这一点的电压各次入射波和反射波的叠加。这个叠加过程可以用图解表示。图3.6-9给出了求解传输线上任意一点电压在任意时刻的图解过程。在图3.6-9中，横坐标表示传输线的位置，纵坐标表示时间进程。为分析方便，在纵坐标上还标示了传输线终端和始端的反射时刻，图中画出了各次反射的折线并在折线上标示出各次反射的电压幅值， K 为初始电压入射波的幅值。为了求解传输线上某一点在某一时刻的电压幅值，首先要在图3.6-9该点横坐标的位置上做一条平行于纵坐标的直线，其次再在纵坐标上找到对应的时刻，只要将 $t=0$ 到该时刻之间这一直线与各折线交叉的数值相加即可。例如从图3.6-9可知，传输线在 $x=l/2$

处、时间 $t=4l/v$ 的电压幅值为

$$u\left(\frac{l}{2}\right)\Big|_{t=\frac{4l}{v}} = K(1 + \rho_L + \rho_L \rho_S + \rho_L \rho_S \rho_L)$$

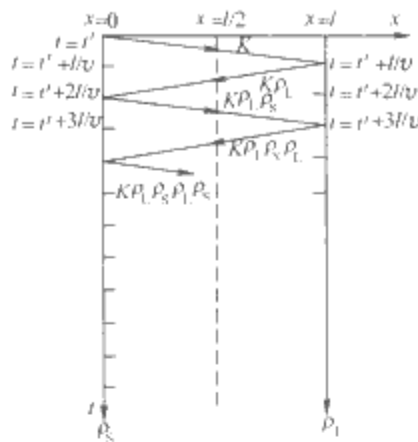


图 3.6-9 电压波过程时域图解

3.2 贝杰龙 (Bergeron) 法

为论述方便，将长度为 l 的传输线的始端标示为端口 k ，将传输线的终端标示为端口 m 。端口 k 的电压与电流入射波传播到端口 m 的时间 $\tau=l/v$ ，也就是说，端口 k 处 $t-\tau$ 时刻的电压与电流将在 t 时刻传到端口 m 。所以，端口 k 和端口 m 的电压与电流存在如下关系，即

$$u_k(t-\tau) + Z_c i_{km}(t-\tau) = u_m(t) + Z_c [-i_{mk}(t)] \quad (3.6-64)$$

式中，电流变量的双下标表示电流的参考方向，即电流的参考方向从第一下标指向第二下标，例如 i_{km} 表明电流参考方向由 k 指向 m 。

令

$$i_{em}(t-\tau) = -\frac{1}{Z_c} u_k(t-\tau) - i_{km}(t-\tau) \quad (3.6-65)$$

则式(3.6-64)变为

$$i_{mk}(t) = \frac{1}{Z_c} u_m(t) + i_{em}(t-\tau) \quad (3.6-66)$$

同理，端口 m 处在 $t-\tau$ 时刻的电压反射波与电流反射波将在 t 时刻传到端口 k 。所以，端口 m 和端口 k 的电压与电流存在如下关系，即

$$i_{km}(t) = \frac{1}{Z_c} u_k(t) + i_{em}(t-\tau) \quad (3.6-67)$$

其中

$$i_{ek}(t-\tau) = -\frac{1}{Z_c} u_m(t-\tau) - i_{mk}(t-\tau) \quad (3.6-68)$$

上述传输线始端和终端的电压与电流关系可以用图3.6-10的等效电路来描述，这个电路被称为Bergeron等效电路，它给出了无损耗均匀传输线始端和终端之间的伏安关系。可以看出，Bergeron等效电路实际上是一个时间差分电路。如果传输线两端连接电阻和电源元件，可以直接应用Bergeron等效电路以及传输线两端连接元件的伏安关系来进行时域分析。如果传输线两端连接有电感或电容等储能元件，需要进行如下的特殊处理。

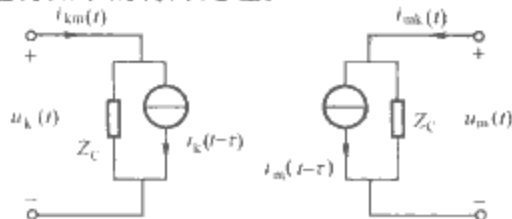


图 3.6-10 Bergeron 等效电路

(1) 电感元件的时域等效电路。对于图 3.6-11 (a) 所示的电感元件, 其伏安关系为

$$\frac{di_{km}(t)}{dt} = \frac{u_k(t) - u_m(t)}{L} \quad (3.6-69)$$

进行时间差分近似, 式 (3.6-69) 近似为

$$\frac{i_{km}(t) - i_{km}(t - \Delta t)}{\Delta t} \approx \frac{u_k(t) + u_k(t - \Delta t)}{2L} - \frac{u_m(t) + u_m(t - \Delta t)}{2L}$$

整理得

$$i_{km}(t) = \frac{1}{R_L} [u_k(t) - u_m(t)] + i_L(t - \Delta t) \quad (3.6-70)$$

式中

$$R_L = \frac{2L}{\Delta t} \quad (3.6-71)$$

$$i_L(t - \Delta t) = i_{km}(t - \Delta t) + \frac{1}{R_L} [u_k(t - \Delta t) - u_m(t - \Delta t)] \quad (3.6-72)$$

式中: R_L 为电感的等效电阻; i_L 为电感的等效电流源。由式 (3.6-70) 可以获得如图 3.6-11 (b) 所示的等效电路。

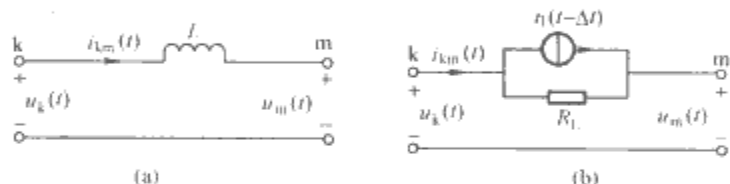


图 3.6-11 电感元件及其等效电路

(a) 电感元件; (b) 电感等效电路

(2) 电容元件的时域等效电路。对于图 3.6-12 (a) 所示的电容元件, 其伏安关系为

$$\frac{d[u_k(t) - u_m(t)]}{dt} = \frac{i_{km}(t)}{C} \quad (3.6-73)$$

进行时间差分近似, 式 (3.6-73) 近似为

$$\frac{u_k(t) - u_k(t - \Delta t) - u_m(t) + u_m(t - \Delta t)}{\Delta t} \approx \frac{i_{km}(t) + i_{km}(t - \Delta t)}{2C}$$

整理得

$$i_{km}(t) = \frac{1}{R_C} [u_k(t) - u_m(t)] + i_C(t - \Delta t) \quad (3.6-74)$$

式中

$$R_C = \frac{\Delta t}{2C} \quad (3.6-75)$$

$$i_C(t - \Delta t) = -i_{km}(t - \Delta t) - \frac{1}{R_C} [u_k(t - \Delta t) - u_m(t - \Delta t)] \quad (3.6-76)$$

式中: R_C 称为电容的等效电阻; i_C 称为电容的等效电流源。由式 (3.6-74) 可以获得如图 3.6-12 (b) 所示的等效电路。

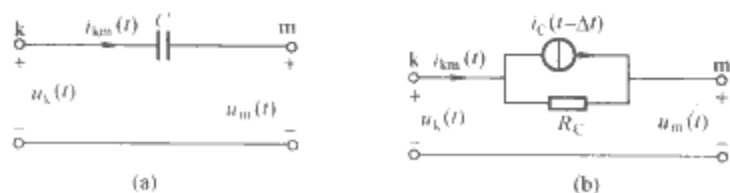


图 3.6-12 电容元件及其等效电路

(a) 电容元件; (b) 电容等效电路

从上述讨论中不难看出, 对于传输线 Bergeron 等效电路而言, 一个端口在 t 时刻的等效电流源与另一个端口在

$t - \tau$ 时刻的电压和电流有关; 对电感元件和电容元件而言, 它们在 t 时刻的等效电流源与计算前一时刻 $t - \Delta t$ 时流过电感或电容的电流和电压有关。因此在无损耗均匀传输线的时域计算时, 不仅需要计算节点电压, 而且需要计算支路电流。为了加快运算速度, 可以对等效电流源的计算公式进行一些修正, 不再计算支路电流, 这样在每一步计算时只要计算一次节点电压方程就可以了。为此, 对无损耗均匀传输线 Bergeron 等效电路、电感和电容等效电路中的等效电流源进行如下修正。

对于无损耗均匀传输线的 Bergeron 等效电路, 由式 (3.3-65) ~ 式 (3.3-68), 可以获得等效电流源的递推公式为

$$i_m(t - \tau) = -\frac{2}{Z_c} u_k(t - \tau) - i_k(t - 2\tau) \quad (3.6-77)$$

$$i_k(t - \tau) = -\frac{2}{Z_c} u_m(t - \tau) - i_m(t - 2\tau) \quad (3.6-78)$$

对于电感元件的等效电路, 由式 (3.3-70) 和式 (3.3-72), 可以获得等效电流源的递推公式为

$$i_L(t - \Delta t) = i_L(t - 2\Delta t) + \frac{2}{R_L} [u_k(t - \Delta t) - u_m(t - \Delta t)] \quad (3.6-79)$$

对于电容元件的等效电路, 由式 (3.3-74) 和式 (3.3-76), 可以获得等效电流源的递推公式为

$$i_C(t - \Delta t) = -i_C(t - 2\Delta t) - \frac{2}{R_C} [u_k(t - \Delta t) - u_m(t - \Delta t)] \quad (3.6-80)$$

基于 Bergeron 等效电路的无损耗均匀传输线的时域分析方法已经被许多电路分析软件所采用, 例如 EMTP 程序就是采用这个方法计算无损耗均匀传输线的时域响应的。

需要说明的是, 本节介绍的时域分析方法, 无论是图解法还是 Bergeron 法, 都是针对无损耗均匀传输线而言的, 它们不适用于有损耗均匀传输线的时域分析。时域有限差分法是传输线时域分析的一个有效的数值计算方法, 它既适用于无损耗均匀传输线, 也适用于有损耗均匀传输线的时域计算, 本章将在后面的多导体传输线一节中对此方法进行论述。

4 电磁场对传输线的耦合

在传输线耦合分析的另一类问题是空间电磁场对传输线的耦合。此时, 空间电磁场在传输线上产生分布电源。有三种模型可以描述电磁场对传输线的耦合问题, 即泰勒 (Taylor) 模型、阿格拉瓦 (Agrawal) 模型和拉奇迪 (Rachidi) 模型。下面重点介绍 Taylor 模型和 Agrawal 模型。

4.1 场线耦合的电报方程

设图 3.6-13 所示的传输线由两根平行的圆完纯导体组成, 导体半径均为 a , 导体轴线距离为 d , 且 $d \gg a$, 导线周围介质是理想介质。设正弦电磁波的入射方向为 k , 波长为 λ , 且有 $d \ll \lambda$ 。

为了书写方便, 本篇正弦电磁场的电场强度矢量和磁场强度矢量不再采用电路中电压相量和电流相量的标记方法, 即不在电场强度矢量和磁场强度矢量的字母下加下划线。由于电磁场的时域公式和频域公式有明显的区别, 这样标记并不会引起混淆。

从图 3.6-13 可知, 由于磁场耦合空间电磁场将在传输线两根导体构成的回路中产生感应电压, 而电场耦合空间电

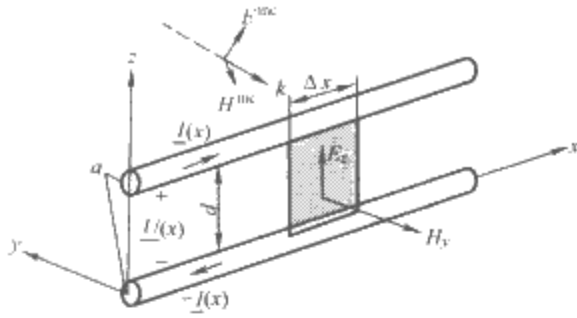


图 3.6-13 空间电磁场与传输线的耦合

磁场将在传输线两根导体之间感应电压并产生容性电流。这类感应电压和容性电流将以函数分布的形式沿着传输线作用，形成传输线的分布型电压源和电流源。因此，空间电磁场在传输线上产生的单位电压源和单位电流源分别为

$$\underline{U}'_{\text{SI}}(x) = -j\omega\mu_0 \int_0^d H_y^{\text{inc}}(x, z) dz \quad (3.6-81)$$

$$\underline{I}'_{\text{SI}}(x) = -j\omega C' \int_0^d E_z^{\text{inc}}(x, z) dz \quad (3.6-82)$$

传输线电报方程的频域形式为

$$\frac{d\underline{U}(x)}{dx} + Z'\underline{I}(x) = \underline{U}'_{\text{SI}}(x) \quad (3.6-83)$$

$$\frac{d\underline{I}(x)}{dx} + Y'\underline{U}(x) = \underline{I}'_{\text{SI}}(x) \quad (3.6-84)$$

在传输线的始端和终端上的伏安关系分别为

$$\underline{U}(0) = -Z_1 \underline{I}(0) \quad (3.6-85)$$

$$\underline{U}(l) = Z_2 \underline{I}(l) \quad (3.6-86)$$

此时，传输线的等效模型如图 3.6-14 所示。一般将这个模型称为电磁场对传输线耦合的 Taylor 模型。

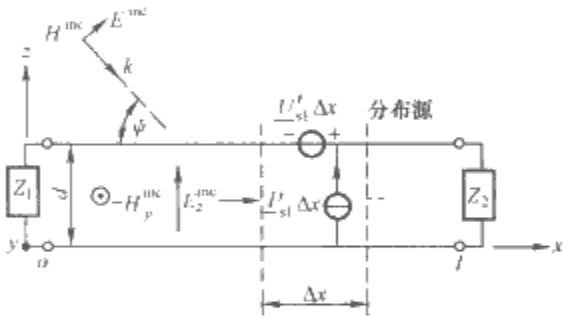


图 3.6-14 电磁场对传输线耦合的 Taylor 模型

可以看出，在 Taylor 模型中传输线的电压和电流变量都是总体变量，如果将电压变量和电场强度按照入射量和散射量进行分解，即以传输线的电流和散射电压为变量，可以导出传输线电报方程的频域形式为

$$\frac{d\underline{U}^{\text{scat}}(x)}{dx} + Z'\underline{I}(x) = \underline{U}'_{\text{SI}}(x) \quad (3.6-87)$$

$$\frac{d\underline{I}(x)}{dx} + Y'\underline{U}^{\text{scat}}(x) = 0 \quad (3.6-88)$$

式中

$$\underline{U}'_{\text{SI}}(x) = E_z^{\text{inc}}(x, d) - E_z^{\text{inc}}(x, 0) \quad (3.6-89)$$

此时，传输线上的电压为

$$\underline{U}(x) = \underline{U}^{\text{scat}}(x) - \int_0^d E_z^{\text{inc}}(x, z) dz \quad (3.6-90)$$

此时，传输线的等效模型如图 3.6-15 所示。一般将这个模型称为电磁场对传输线耦合的 Agrawal 模型。为了保证终端边界条件的成立，分别在终端设置了一个电压源，其取值分别为

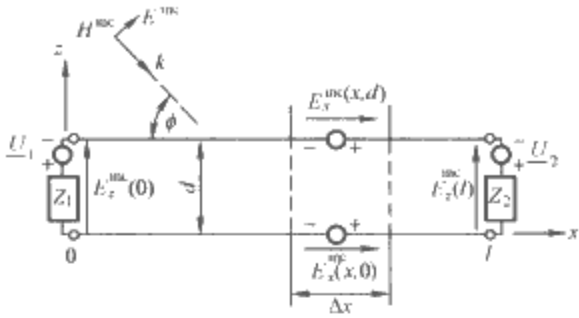


图 3.6-15 电磁场对传输线耦合的 Agrawal 模型

$$\underline{U}_1 = - \int_0^d E_z^{\text{inc}}(0, z) dz$$
$$\underline{U}_2 = - \int_0^d E_z^{\text{inc}}(l, z) dz$$

与 Taylor 模型相比，在 Agrawal 模型中只有电压源，所以计算较简单。

4.2 格林函数解法

有很多种计算电磁场对传输线耦合的计算方法，格林函数解法是一种快速实用的方法。格林函数法首先对传输线上某点的激励源在传输线上产生的响应进行计算，即计算传输线的格林函数，然后依据空间电磁场在传输线上产生的分布激励源，对传输线的格林函数相乘并进行积分，从而获得空间电磁场对传输线耦合产生的响应。下面以 Agrawal 模型为例进行论述。

设空间电磁场在传输线产生的单位点激励源坐标为 x_s ，传输线上响应点坐标为 x 。利用本章前面的结论，得格林函数如下

$$G_I(x, x_s) = \frac{e^{-\gamma x}}{2Z_c(1 - \rho_1 \rho_2 e^{-2\gamma l})} [e^{-\gamma(x_s - l)} - \rho_2 e^{\gamma(x_s - l)}] \quad (e^{x_s} < -\rho_1 e^{-x_s}) \quad (3.6-91)$$

$$G_U(x, x_s) = \frac{\delta e^{-\gamma x}}{2(1 - \rho_1 \rho_2 e^{-2\gamma l})} [e^{-\gamma(x_s - l)} + \delta \rho_2 e^{\gamma(x_s - l)}] \quad (e^{x_s} < -\delta \rho_1 e^{-x_s}) \quad (3.6-92)$$

式中： $x_<$ 表示 x 与 x_s 中较小的数，而 $x_>$ 表示 x 与 x_s 中较大的数。 G_I 和 G_U 分别表示电流和电压的格林函数， δ 取值如下

$$\delta = \begin{cases} 1 & x > x_s \\ -1 & x < x_s \end{cases} \quad (3.6-93)$$

将传输线的点激励源格林函数进行积分，使得空间电磁场对传输线耦合产生的电流和电压响应，即

$$\underline{I}(x) = \int_0^l G_I(x, x_s) \underline{U}'_{\text{SI}}(x_s) dx_s - G_I(x, 0) \underline{U}_1 + G_I(x, l) \underline{U}_2 \quad (3.6-94)$$

$$\underline{U}^{\text{scat}}(x) = \int_0^l G_U(x, x_s) \underline{U}'_{\text{SI}}(x_s) dx_s - G_U(x, 0) \underline{U}_1 + G_U(x, l) \underline{U}_2 \quad (3.6-95)$$

4.3 BLT 公式

如果仅考虑空间电磁场对传输线耦合在传输线两个端口上产生的电压和电流时，可以直接应用 BLT 公式，即

$$\begin{bmatrix} \underline{U}(0) \\ \underline{U}(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \rho_1 & 0 \\ 0 & 1 + \rho_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\rho_1 & e^{\gamma l} \\ e^{\gamma l} & -\rho_2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \underline{S}_1 \\ \underline{S}_2 \end{bmatrix} \quad (3.6-96)$$

$$\begin{bmatrix} \underline{I}(0) \\ \underline{I}(l) \end{bmatrix} = \frac{1}{Z_c} \begin{bmatrix} 1-\rho_1 & 0 \\ 0 & 1-\rho_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\rho_1 & e^{\gamma l} \\ e^{\gamma l} & -\rho_2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \underline{S}_1 \\ \underline{S}_2 \end{bmatrix} \quad (3.6-97)$$

式中, 当采用 Argrawal 模型时有

$$\begin{bmatrix} \underline{S}_1 \\ \underline{S}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \int_0^l e^{\gamma x} \underline{U}'_{\Sigma}(x_s) dx_s - \frac{U_1}{2} + \frac{U_2}{2} e^{\gamma l} \\ -\frac{1}{2} \int_0^l e^{\gamma(l-x_s)} \underline{U}'_{\Sigma}(x_s) dx_s + \frac{U_1}{2} e^{\gamma l} - \frac{U_2}{2} \end{bmatrix} \quad (3.6-98)$$

对于图 3.6-16 所示的平面电磁波, 采用 Argrawal 模型时有

$$\begin{aligned} \underline{U}'_{\Sigma}(x) &= E_x^{\text{inc}}(x, d) - E_x^{\text{inc}}(x, 0) \\ &= E_0 (\cos\alpha \sin\phi \cos\phi + \sin\alpha \sin\phi) (e^{jkx \sin\phi} - 1) e^{jkr \cos\phi \cos\alpha} \\ \underline{U}_1 &\approx -E_0 d \cos\phi \cos\alpha \\ \underline{U}_2 &= \underline{U}_1 e^{-jkl \cos\phi \cos\alpha} \\ \begin{bmatrix} \underline{S}_1 \\ \underline{S}_2 \end{bmatrix} &= -\frac{E_0 d}{2} \begin{bmatrix} \left(\frac{\cos\alpha \sin\phi \cos\phi + \sin\alpha \sin\phi}{\gamma - jk \cos\phi \cos\alpha} jk \sin\phi - \cos\phi \cos\alpha \right) (1 - e^{(\gamma - jk \cos\phi \cos\alpha)l}) \\ \left(\frac{\cos\alpha \sin\phi \cos\phi + \sin\alpha \sin\phi}{\gamma + jk \cos\phi \cos\alpha} jk \sin\phi + \cos\phi \cos\alpha \right) (1 - e^{(\gamma + jk \cos\phi \cos\alpha)l}) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

如果图 3.6-16 为完纯导体平面上的单条导线, 采用 Argrawal 模型时有

$$\begin{aligned} \underline{U}'_{\Sigma}(x) &= j2dE_0 k \sin\phi (\cos\alpha \sin\phi \cos\phi + \sin\alpha \sin\phi) e^{-jkr \cos\phi \cos\alpha} \\ \underline{U}_1 &\approx -2E_0 d \cos\alpha \cos\phi \\ \underline{U}_2 &= \underline{U}_1 e^{-jkl \cos\phi \cos\alpha} \\ \begin{bmatrix} \underline{S}_1 \\ \underline{S}_2 \end{bmatrix} &= -E_0 d \begin{bmatrix} \left(\frac{\cos\alpha \sin\phi \cos\phi + \sin\alpha \sin\phi}{\gamma - jk \cos\phi \cos\alpha} jk \sin\phi - \cos\phi \cos\alpha \right) (1 - e^{(\gamma - jk \cos\phi \cos\alpha)l}) \\ \left(\frac{\cos\alpha \sin\phi \cos\phi + \sin\alpha \sin\phi}{\gamma + jk \cos\phi \cos\alpha} jk \sin\phi + \cos\phi \cos\alpha \right) (1 - e^{(\gamma + jk \cos\phi \cos\alpha)l}) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

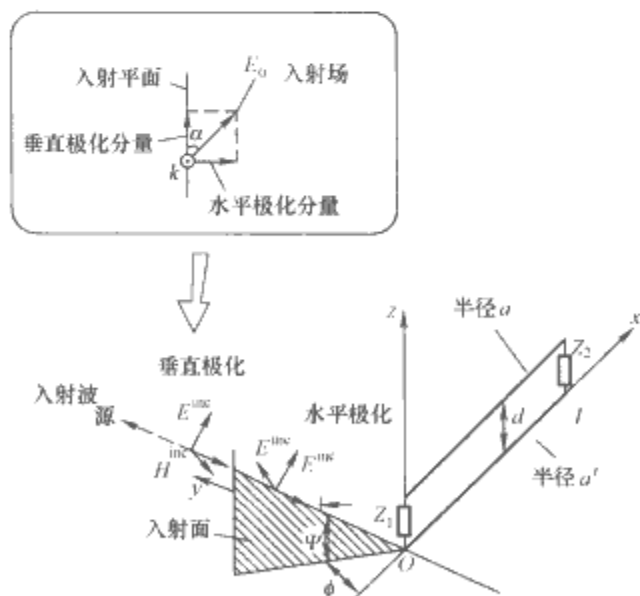


图 3.6-16 平面电磁波对传输线的耦合

5 多导体均匀传输线

在电磁兼容的耦合机理分析中, 除了两导体传输线外, 还经常需要对多导体传输线进行分析。图 3.6-17 给出了一

些典型的多导体传输线结构。本节对 $n+1$ 根导体组成的多

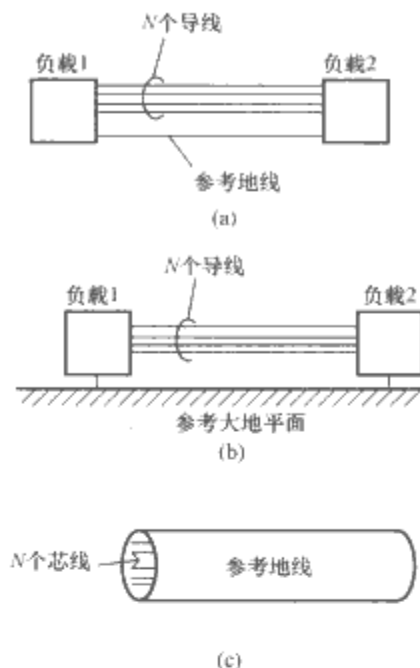


图 3.6-17 具有 $n+1$ 根导体的多导体传输线
(a) 通用模型; (b) 大地模型; (c) 同轴线模型

导体传输线的分析方法进行讨论。多导体传输线的电报方程为

$$\frac{\partial \underline{U}}{\partial x} + \underline{L}' \frac{\partial \underline{I}}{\partial t} + \underline{R}' \underline{I} = \underline{U}_F \quad (3.6-99)$$

$$\frac{\partial \underline{I}}{\partial x} + \underline{C}' \frac{\partial \underline{U}}{\partial t} + \underline{G}' \underline{U} = \underline{I}_F \quad (3.6-100)$$

式中: \underline{U} 为 n 个导体对参考导体的电压构成的列向量; \underline{I} 为 n 个导体的电流构成的列向量; \underline{L}' 、 \underline{R}' 、 \underline{C}' 和 \underline{G}' 分别为多导体传输线的单位长电感、电容、电阻和电导矩阵; \underline{U}_F 和 \underline{I}_F 分别为空间电磁场在多导体传输线上产生的分布电压源和分布电流源列向量。

不难看出, 多导体传输线的电报方程在形式上与两导体传输线的电报方程相同。因此, 采用矩阵表示方法, 两导体传输线的分析方法可以很自然地推广应用于多导体传输线的分析中。

与两导体传输线分析类似, 对于多导体传输线来讲, 首先应该对实际的多导体传输线进行建模, 也就是要确定多导体传输线的单位长电感、电容、电导和电阻矩阵, 可以通过电磁场计算实现。其次根据分析要求, 在时域或频域上求解多导体传输线的电报方程, 实现对多导体传输线的计算。实际上, 单位长电容矩阵即为待求多导体系统的单位长自感应系数和互感应系数组成的矩阵, 因此第 4 章所列出的一些典型多导体传输线的单位长电容矩阵可以由其单位长的部分电容通过一定的变化获得。

5.1 多导体传输线的频域分析

当多导体传输线周围没有外部空间电磁场作用时, 式 (3.6-97) 和式 (3.6-98) 的多导体传输线的电报方程的右端项为零, 其频域形式为

$$\frac{d\underline{U}(x)}{dx} + \underline{Z}' \underline{I}(x) = 0 \quad (3.6-101)$$

$$\frac{d\underline{I}(x)}{dx} + \underline{Y}' \underline{U}(x) = 0 \quad (3.6-102)$$

进一步可以得出多导体传输线电压列向量和电流列向量满足的方程为

$$\frac{d^2 \underline{U}(x)}{dx^2} - \underline{Z}' \underline{Y}' \underline{U}(x) = 0 \quad (3.6-103)$$

$$\frac{d^2 \underline{I}(x)}{dx^2} - \underline{Y}' \underline{Z}' \underline{I}(x) = 0 \quad (3.6-104)$$

上述方程为二阶矩阵常微分方程，一般可以采取模变换的方法进行求解。为此，定义电压模变换矩阵 \underline{T}_U 和电流模变换矩阵 \underline{T}_I ，使它们满足

$$\begin{aligned} \underline{D} &= \underline{T}_U (\underline{Z}' \underline{Y}') \underline{T}_U^{-1} = \underline{T}_I (\underline{Y}' \underline{Z}') \underline{T}_I^{-1} \\ &= \text{diag}[\gamma_1^2, \gamma_2^2, \dots, \gamma_n^2] = [\gamma]^2 \end{aligned} \quad (3.6-105)$$

式中： \underline{D} 为对角矩阵，第 i 个主对角线元素为 γ_i^2 ， γ_i 称为多导体传输线第 i 个传输模的传播常数。易知

$$\underline{T}_U^{-1} = \underline{T}_I' \quad (3.6-106)$$

分别对多导体传输线电压列向量和电流列向量进行模变换，即

$$\underline{U}_m(x) = \underline{T}_U \underline{U}(x) \quad (3.6-107)$$

$$\underline{I}_m(x) = \underline{T}_I \underline{I}(x) = [\underline{T}_U^{-1}]' \underline{I}(x) \quad (3.6-108)$$

通过模变换，式 (3.6-103) 和式 (3.6-104) 的方程可以变换为

$$\frac{d^2 \underline{U}_m(x)}{dx^2} = [\gamma]^2 \underline{U}_m(x) \quad (3.6-109)$$

$$\frac{d^2 \underline{I}_m(x)}{dx^2} = [\gamma]^2 \underline{I}_m(x) \quad (3.6-110)$$

由于 $[\gamma]^2$ 为对角矩阵，因此，从式 (3.6-109) 和式 (3.6-110) 可以解出多导体传输线上的模电压列向量和模电流列向量的通解为

$$\underline{U}_m(x) = \underline{E}^+(x) \underline{a} + \underline{E}^-(x) \underline{b} \quad (3.6-111)$$

$$\underline{I}_m(x) = \underline{Z}_c^{-1} [\underline{E}^+(x) \underline{a} - \underline{E}^-(x) \underline{b}] \quad (3.6-112)$$

式中

$$\underline{E}^+(x) = \text{diag}[e^{-j\gamma_1 x}, e^{-j\gamma_2 x}, \dots, e^{-j\gamma_n x}] \quad (3.6-113)$$

$$\underline{E}^-(x) = \text{diag}[e^{j\gamma_1 x}, e^{j\gamma_2 x}, \dots, e^{j\gamma_n x}] \quad (3.6-114)$$

$$\underline{Z}_c = \underline{\gamma}^{-1} \underline{T}_U \underline{Z}' \underline{T}_I^{-1} \quad (3.6-115)$$

式中： \underline{Z}_c 称为多导体传输线的特性阻抗矩阵； \underline{a} 和 \underline{b} 分别为常数列向量，由多导体传输线始端和终端连接电路的伏安关系确定，它们分别反映了多导体传输线的模电压的入射波和反射波。

在求解出多导体传输线的模电压和模电流之后，由式 (3.6-107) 和式 (3.6-108)，得多导体传输线上的实际电压列向量和电流列向量为

$$\underline{U}(x) = \underline{T}_U^{-1} [\underline{E}^+(x) \underline{a} + \underline{E}^-(x) \underline{b}] \quad (3.6-116)$$

$$\underline{I}(x) = \underline{T}_I^{-1} \underline{Z}_c^{-1} [\underline{E}^+(x) \underline{a} - \underline{E}^-(x) \underline{b}] \quad (3.6-117)$$

如果多导体传输线的长度为 l ，始端负载阻抗矩阵为 \underline{Z}_1 ，终端负载阻抗矩阵为 \underline{Z}_2 ，在多导体传输线的 x_s 处有电压源列向量 \underline{U}_0 和电流源列向量 \underline{I}_0 。可以求出反映激励源和多导体传输线始端和终端响应关系的 BLT 公式为

$$\begin{bmatrix} \underline{U}(0) \\ \underline{U}(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{I} + \underline{\rho}_1 & 0 \\ 0 & \underline{I} + \underline{\rho}_2 \end{bmatrix} \underline{D}^{-1} \underline{U}_s \quad (3.6-118)$$

$$\begin{bmatrix} \underline{I}(0) \\ \underline{I}(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_c^{-1} & 0 \\ 0 & \underline{Z}_c^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I} - \underline{\rho}_1 & 0 \\ 0 & \underline{I} - \underline{\rho}_2 \end{bmatrix} \underline{D}^{-1} \underline{U}_s \quad (3.6-119)$$

式中

$$\underline{D} = \begin{bmatrix} -\underline{\rho}_1 & \underline{T}_U^{-1} e^{j\gamma} \underline{T}_U \\ \underline{T}_U^{-1} e^{j\gamma} \underline{T}_U & -\underline{\rho}_2 \end{bmatrix} \quad (3.6-120)$$

$$\underline{U}_s = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \underline{T}_U^{-1} e^{j\gamma_s} \underline{T}_U (\underline{U}_0 + \underline{Z}_c \underline{I}_0) \\ -\underline{T}_U^{-1} e^{j\gamma(l-x_s)} \underline{T}_U (\underline{U}_0 - \underline{Z}_c \underline{I}_0) \end{bmatrix} \quad (3.6-121)$$

式中： $\underline{\rho}_i$ 是多导体传输线在始端或终端的反射系数矩阵； i 的取值为 1 时为始端， i 的取值为 2 时为终端，其矩阵为

$$\underline{\rho}_i = (\underline{Z}_i - \underline{Z}_c) (\underline{Z}_i + \underline{Z}_c)^{-1} \quad (3.6-122)$$

5.2 多导体传输线的时域分析

对于无损耗多导体传输线，也可定义模电压列向量和模电流列向量，即

$$\underline{U}_m(x, t) = \underline{T}_U^{-1} \underline{U}(x, t) \quad (3.6-123)$$

$$\underline{I}_m(x, t) = \underline{T}_I^{-1} \underline{I}(x, t) \quad (3.6-124)$$

无损耗多导体传输线模电压和模电流的电报方程为

$$\frac{\partial \underline{U}_m(x, t)}{\partial x} = -\underline{L}_m \frac{\partial \underline{I}_m(x, t)}{\partial t} \quad (3.6-125)$$

$$\frac{\partial \underline{I}_m(x, t)}{\partial x} = -\underline{C}_m \frac{\partial \underline{U}_m(x, t)}{\partial t} \quad (3.6-126)$$

式中： \underline{L}_m 和 \underline{C}_m 均为对角矩阵，可通过如下矩阵变换获得，即

$$\underline{L}_m = \underline{T}_U^{-1} \underline{L}' \underline{T}_I \quad (3.6-127)$$

$$\underline{C}_m = \underline{T}_I^{-1} \underline{C}' \underline{T}_U \quad (3.6-128)$$

这样，式 (3.6-125) 和式 (3.6-126) 矩阵方程的每一模电压和模电流满足如下方程

$$\frac{\partial u_{mj}(x, t)}{\partial x} = -l_{mjj} \frac{\partial i_{mj}(x, t)}{\partial t} \quad j = 1, 2, \dots, n \quad (3.6-129)$$

$$\frac{\partial i_{mj}(x, t)}{\partial x} = -c_{mjj} \frac{\partial u_{mj}(x, t)}{\partial t} \quad j = 1, 2, \dots, n \quad (3.6-130)$$

根据上述方程，便可以像两导体传输线那样求解无损耗多导体传输线上的各个模电压和模电流的时域解，然后再利用式 (3.6-123) 和式 (3.6-124) 求解无损耗多导体传输线上的实际电压和电流列向量，即

$$\underline{U}(x, t) = \underline{T}_U \underline{U}_m(x, t) \quad (3.6-131)$$

$$\underline{I}(x, t) = \underline{T}_I \underline{I}_m(x, t) \quad (3.6-132)$$

5.3 多导体传输线的时域有限差分法

前面对多导体传输线的频域分析方法和时域分析方法进行了介绍，这些方法都属于解析分析方法。时域有限差分法 (FDTD-Finite Difference-Time Domain method) 是一种时域数值计算方法，可以高效地对传输线进行时域分析。下面对这个方法进行介绍。

将多导体传输线分割成 N 段，每段长度 $\Delta x = l/N$ 。如图 3.6-18 所示，沿传输线的传输方向进行空间离散，空间离散间隔为 $\Delta x/2$ 。将第一个离散点设为电压节点，该点的电压列向量为 \underline{U}_1 ，然后从该节点向后每隔 Δx 的节点依次设定为电压节点，其节点电压列向量依次为 $\underline{U}_2, \underline{U}_3, \dots, \underline{U}_{N+1}$ ；同样，将距离第一个电压节点后面 $\Delta x/2$ 的节点设为第一个电流节点，该点的电流列向量为 \underline{I}_1 ，然后从该节点向后每隔 Δx 的节点依次设定为电压节点，其节点电流列向量依次为 $\underline{I}_2, \underline{I}_3, \dots, \underline{I}_N$ 。这样，电压节点共有 $N+1$ 个，电流节点共有 N 个，电压节点和电流节点交错排列，相邻

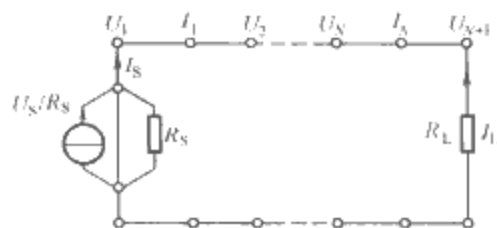


图 3.6-18 多导体传输线的空间离散

的电压节点和电流节点的间隔为 $\Delta x/2$ 。

对时间也进行离散, 时间步长取 Δt 。为了保证算法的稳定和收敛, 要求 $\Delta t \leq \Delta x/v$, 其中 v 是多导体传输线上模电压或模电流的最大传播速度, 可以通过多导体传输线频域分析的模变换获得。

按照一阶中心差分格式, 对多导体传输线时域电报方程进行空间和时间离散, 得电报方程的时域有限差分计算格式为

$$\left(L' \frac{\Delta x}{\Delta t} + \frac{R'}{2} \Delta x\right) I_k^{n+3/2} = \left(L' \frac{\Delta x}{\Delta t} - \frac{R'}{2} \Delta x\right) I_k^{n+1/2} - (U_{k+1}^{n+1} - U_k^{n+1}) + \frac{\Delta x}{2} (U_{Fk}^{n+3/2} + U_{Fk}^{n+1/2}) \quad (3.6-133)$$

$$\left(C' \frac{\Delta x}{\Delta t} + \frac{G'}{2} \Delta x\right) U_k^{n+1} = \left(C' \frac{\Delta x}{\Delta t} - \frac{G'}{2} \Delta x\right) U_k^n - (I_k^{n+1/2} - I_k^{n-1/2}) + \frac{\Delta x}{2} (I_{Fk}^{n+1} + I_{Fk}^n) \quad (3.6-134)$$

式中: 下标表示空间节点序号, 在式 (3.6-133) 中 k 的取值范围为 $1 \sim N$ 的整数, 在式 (3.6-134) 中 k 取值范围为 $1 \sim N+1$ 的整数; 上标为时间序号; n 为自然数。当电压列向量的上标为零和电流列向量的上标为 $1/2$ 时, 表示此时取这些列向量的初始值。

对于多导体传输线的始端和终端, 按如下计算格式处理。

对于始端, 取传输线的第一个 $\Delta x/2$ 段, 使电压和电流列向量分别为 U_1 和 I_1 , 然后将始端连接的激励电源的伏安关系代入即可。

对于终端, 取传输线的最后一个 $\Delta x/2$ 段, 使电流和电压列向量分别为 I_N 和 U_{N+1} , 然后将始端连接的激励电源的伏安关系代入即可。

这样处理后, 在传输线的始端和终端处, 电压和电流列向量的时域有限差分计算格式分别为

$$\left(C' \frac{\Delta x}{2\Delta t} + \frac{G'}{4} \Delta x\right) U_1^{n+1} = \left(C' \frac{\Delta x}{2\Delta t} - \frac{G'}{4} \Delta x\right) U_1^n - \left(I_1^{n+1/2} - \frac{I_S^{n+1} + I_S^n}{2}\right) + \frac{\Delta x}{4} (I_{Fk}^{n+1} + I_{Fk}^n) \quad (3.6-135)$$

$$\left(C' \frac{\Delta x}{2\Delta t} + \frac{G'}{4} \Delta x\right) U_{N+1}^{n+1} = \left(C' \frac{\Delta x}{2\Delta t} - \frac{G'}{4} \Delta x\right) U_{N+1}^n + \left(\frac{I_L^{n+1} + I_L^n}{2} + I_N^{n+1/2}\right) + \frac{\Delta x}{4} (I_{Fk}^{n+1} + I_{Fk}^n) \quad (3.6-136)$$

式中: I_S^{n+1} 和 I_S^n 为始端电流列向量; I_L^{n+1} 和 I_L^n 为终端电流列向量。它们分别由始端和终端的连接元件的伏安关系确定。

对于无损耗多导体传输线, 如果无外界空间电磁场激励, 且始端连接戴维南典型电路, 其电压源列向量为 U_S , 电阻矩阵为 R_S , 终端连接等效电阻电路, 其电阻矩阵为 R_L , 则计算多导体传输线时域响应的时域有限差分计算格式为

$$U_1^{n+1} = \left(\frac{\Delta x}{\Delta t} R_S C' + 1\right)^{-1} \left[\left(\frac{\Delta x}{\Delta t} R_S C' - 1\right) U_1^n - 2R_S I_1^{n+1/2} + (U_S^{n+1} + U_S^n) \right] \quad (3.6-137)$$

$$U_k^{n+1} = U_k^n - \frac{\Delta t}{\Delta x} C'^{-1} (I_k^{n+1/2} - I_{k-1}^{n+1/2}) \quad k = 2, \dots, N \quad (3.6-138)$$

$$I_k^{n+3/2} = I_k^{n+1/2} - \frac{\Delta t}{\Delta x} L'^{-1} (U_{k+1}^{n+1} - U_k^{n+1}) \quad k = 1, \dots, N \quad (3.6-139)$$

$$U_{N+1}^{n+1} = \left(\frac{\Delta x}{\Delta t} R_L C' + 1\right)^{-1} \left[\left(\frac{\Delta x}{\Delta t} R_L C' - 1\right) U_{N+1}^n - 2R_L I_N^{n+1/2} \right] \quad (3.6-140)$$

第7章 电磁兼容试验场所

本章重点介绍电磁兼容试验的主要场所以及它们的构造特征、工作原理和电气性能测试等。

1 开阔试验场

在进行辐射骚扰发射测量时，是以空间直射波和地面反射波在接收点上相互叠加的理论为基础的，所以需要—个平坦，空旷，地面电导率均匀良好，周围无任何反射物的场地，以确保测量结果的有效性和重复性。开阔试验场（Open Area TestSite）就是为满足上述要求而建立的。

开阔试验场是电磁兼容测试中非常重要的测试场地，通常作为标准测试场地。国际标准 CISPR16-1：2004 规定，把受试设备（EUT）与接收天线分别放置于两个焦点，以这两个焦点做的一个椭圆形试验场为开阔试验场。椭圆的长轴是焦距的 2 倍，短轴为焦距的 $\sqrt{3}$ 倍，见图 3.7-1。椭圆两个焦点的间距 D 即是所要求的测量距离，根据现有标准，可分为 3、10、30m。如需满足 10m 法试验，则场地长度不小于 20m，宽度不小于 18m。

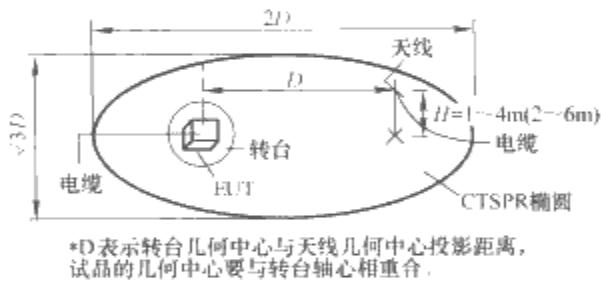


图 3.7-1 典型的椭圆形试验场

1.1 开阔试验场的组成

开阔试验场应选在电磁环境干净、背景电平低的地方建造，以免周围环境中的电磁骚扰给测量带来影响。由于城市中能辐射电磁波的各种电子设备密集，开阔试验场通常选在远离城市的地方。

1.1.1 环境条件

开阔试验场的地形应空旷、水平，在其周围不能有金属构架、钢筋水泥建筑物和高大树木等物体；且应远离公路，特别要避开车辆较多的公路干道。另外，在场地上空应没有架空输电线和—高频通信线路，图 3.7-2 为美国 ETS 公司的 10m 法开阔试验场的图片。

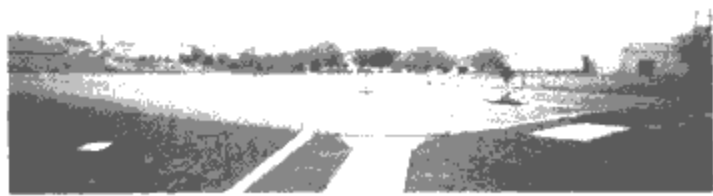


图 3.7-2 美国 ETS 公司的 10m 法开阔试验场

试验场地周围的射频电平与试品电平相比应足够低，或者应比标准规定的试品骚扰电平限值至少低 6dB。

1.1.2 反射地面

为了获得稳定的电波传输特性，开阔试验场必须有一个固定的、面积足够大的反射地面（或称接地平板）。CISPR 标准推荐采用金属材料建造，即采用钢板、镀锌钢板、金属丝网制造等。选用板材时，板与板之间要用电焊连接，无大的漏缝或空洞；选用金属丝网时，孔径的最大尺寸必须小于波长的 1/10，频率为 1GHz 时，孔径应小于 3cm。反射地面的尺寸以满足场地的有效性为准。

试验场应有单独的接地系统与接地平板相连，通常采用单点接地。避雷系统的地线与接地系统应是分离的。试验场还必须考虑排水设施。

1.1.3 转台

转台是放置试品的专用工作台，转台的直径和承重能力应根据试品的要求而定。为便于测试被试品各个方向上的骚扰信号，转台应能 360° 旋转，以确定最大辐射方向。转台的表面与接地平板齐平，常用弹性梳铜片使旋转部分与接地平板保持良好的电气连接。

1.1.4 天线塔

天线塔是用于安装接收天线的专用架构。按照 CISPR 标准的要求，在进行被试品的辐射骚扰测量时，要求接收天线在离地面 1~4m 范围内自动升降，以便搜索被试品辐射骚扰的最大值。天线升降速度可调，以配合不同测试仪器对天线升降速度的需求。为了防止电磁波反射，天线塔应尽可能少用或不用金属材料，电机及控制器件应当安装在屏蔽箱内，并且尽量接近金属接地平板。

1.1.5 测试室

为了保证电磁兼容（EMC）测量的准确性和可重复性，测量时，除了使试品正常工作所需的设备以外，其他的测量仪器、测量人员、电力控制设备及辅助装置均应远离测量区，以避免相互干扰。为此，设置有测试室，将测量仪器、转台和天线塔控制装置、电源控制箱等置于测试室内。

1.1.6 环境保护罩

为了给受试设备一个基本工作环境，免受气候影响，在被试品工作区（一般是转台所在区）应设置—个保护罩。保护罩的材料可以是玻璃纤维板或塑料板，对电磁波的传输损耗要小；应注意谨防罩上积聚导电微粒、水及冰粒。保护罩要足够大，能为检测人员的工作留有足够空间。为了保护天线和天线升降机构，也应当把它们包容在相应的保护罩内。

1.1.7 开阔试验场使用的局限性

开阔试验场造价低，且完全符合 CISPR 等标准的试验要求，但由于下述原因使开阔试验场的使用受到限制：

（1）鉴于被试品辐射骚扰试验对开阔试验场的要求，目前在—般城市已很难找到合适的场地，需要到远离城市的农村或山区才能找到合适的场地，因此交通不便，测试设备和被试品常在运输途中遭受损坏。

（2）当用开阔试验场进行辐射抗扰度试验时，由于需要建立人为的电磁场，可能会干扰周围其他设备的正常工作，

如通信系统,所以要得到当地有关部门(如无线电管理委员会)的许可。

(3) 采用开阔试验场的试验还常受到气候条件的限制。

(4) 开阔试验场在电磁兼容领域大于 1GHz 频率范围的应用 CISPR 标准尚在研究讨论之中。

1.2 开阔试验场的性能评价

CISPR16 标准规定用归一化场地衰减 (Normalized Site Attenuation, NSA) 来评定金属接地平板试验场的有效性。开阔试验场建成后,必须进行归一化场地衰减的测试。在使用过程中,还应经常监测周围的电磁环境变化,并定期进行检测确认。

归一化场地衰减定义为:一对天线通过电缆分别与发射源和接收机连接,天线按垂直和水平极化分别放置,则发射天线源电压 U_T 与接收天线终端测得的接收电压 U_R 之差为开阔试验场的场地衰减 (单位为 dB);用场地衰减减去两个天线的天线系数 AF_T 和 AF_R ,所得结果称为归一化场地衰减。如果测得的归一化场地衰减与标准给出的理论计算值之差小于 $\pm 4\text{dB}$,则该场地条件合格。

1.2.1 开阔试验场 NSA 测试方法

NSA 测试主要有两种方法:①离散频率法,即用调谐偶极子天线,仅在标准推荐的频率点进行测量;②扫描频率法,即用宽带天线在规定的范围内扫过天线所有的频率和测量高度。这两种测量方法得到的结果基本相同。

NSA 测试需在天线水平极化和垂直极化两种方式下进行。图 3.7-3 给出了天线水平极化测试布置图。接收天线安装在一个可在一定高度范围内升降的天线杆上,距发射天线为 3m 或 10m,信号源经功率放大器给发射天线输出某信号电平 U_T ,接收天线收到该信号电平 U_R ,则场地对信号的衰减 A_N 为

$$A_N = U_T - U_R - AF_T - AF_R - \Delta A_F \quad (3.7-1)$$

式中: U_T 为发射天线输入电压, $\text{dB}\mu\text{V}$; U_R 为接收天线输入电压, $\text{dB}\mu\text{V}$; AF_T 为发射天线系数, dB ; AF_R 为接收天线系数, dB ; ΔA_F 为互阻抗修正系数, dB 。

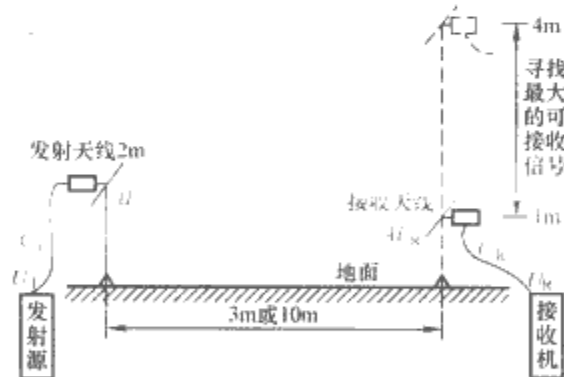


图 3.7-3 归一化场地衰减测量示意图

NSA 在天线水平极化时对测试几何条件的变化一般不像垂直极化那样敏感,比较容易落入 $\pm 4\text{dB}$ 内,所以建议先予以测试。如果出现较大误差,则应首先排除仪器、天线系数和测量方法带来的问题。如仍不符合要求,再用垂直极化重新测量来确定不规范点,以分析检查试验场地和其周围物体是否存在问题。

1.2.2 天线系数的校准

NSA 测量需要精确的天线系数,天线系数的校准常用以下两种方法:

(1) 标准天线法 (或称替代法)。该方法用两副标准的偶极子天线,分别作为发射天线和接收天线对某信号进行一

次测量,然后用被校天线来替代偶极子接收天线,在同样条件下再进行一次测量,因为标准偶极子天线的天线系数已知,经过适当计算就能得到被校天线的天线系数。此方法要求测试系统的其他有关方面在替换前后均应严格保持相同的状态。

(2) 标准场地法 (或称三天线法)。该方法需要一个开阔试验场,以及包括被校天线在内的三副天线,最好是三副同类型天线。校验时,在每个选定的频率点先后进行三次场地衰减测量,将测量结果 A_1 、 A_2 、 A_3 分别代入下面的计算公式

$$AF_1 = 10\lg f - 24.46 + (E_D + A_1 + A_2 - A_3)/2 \quad (3.7-2)$$

$$AF_2 = 10\lg f - 24.46 + (E_D + A_1 + A_2 - A_3)/2 \quad (3.7-3)$$

$$AF_3 = 10\lg f - 24.46 + (E_D + A_1 + A_2 - A_3)/2 \quad (3.7-4)$$

即可计算出每副天线在该频率点、测量距离和极化方式条件下的天线系数。

改变信号频率后重复上述测量过程和计算,即可获得所需频段有关频率点的天线系数。

2 电波暗室

电磁屏蔽半电波暗室 (Electromagnetic Shielded Semi-anechoic Chamber), 简称电波暗室或 EMC 暗室。电波暗室的地面为金属反射面,其余五面贴有吸波材料,用于模拟电磁波在开阔场中的传播。图 3.7-4 为国网武汉高压研究院 3m/5m 法电波暗室。当在地面上铺装吸波材料后,称为全电波暗室,可用于辐射电磁场的辐射抗扰度试验。CISPR 和美国 FCC 标准均规定可用电波暗室替换开阔试验场进行电磁兼容检测。

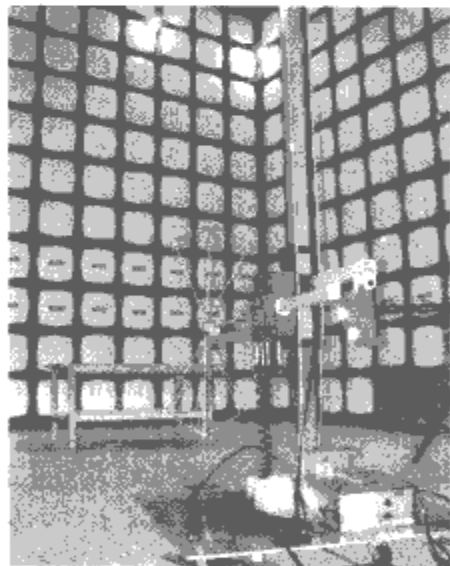


图 3.7-4 国网武汉高压研究院 3m/5m 法电波暗室

2.1 电波暗室的结构

由于电波暗室的测试环境是模拟开阔试验场的电磁波传播条件,因此暗室尺寸应以开阔试验场的结构要求为依据,一般分为标准的 3m 法和 10m 法等。电波暗室的种类很多,在功能上、结构形式上、材料选择上、安装形式上都有较大的差异。在进行总体方案设计时,用户需从以下几方面考虑:①测试标准,是军标测试还是民标测试,军标测试频率很宽,可从 $10\text{kHz} \sim 40\text{GHz}$;②测试类型,是进行厂家内部预兼容及诊断测试,还是要进行第三方的认证测试;③被测物的尺寸,确定是 3m 法、5m 法还是 10m 法测试。

使用者应根据自身的资金状况以及将来可能的扩展升级需求等因素,选择一个经济、合适可行的试验场地和仪器设备的配置方案。

2.1.1 电波暗室的基本尺寸

由于暗室中的测试环境要模拟开阔试验场的传播条件,所以暗室尺寸应以开阔试验场的要求为依据。若测试距离为R,则净空长度为2R,宽度为 $\sqrt{3}R$,高度H可由式(3.7-5)来计算选取

$$H = \sqrt{3}/2 \times R + 2 \quad (\text{m}) \quad (3.7-5)$$

在暗室中进行3m法测试时,接收天线的高度要求在1~4m范围内改变。如采用垂直极化天线,还应在4m上加天线上半部尺寸和天线端与吸波材料尖端间的距离0.25m。在确定暗室的实际壳体尺寸时,应在暗室净空尺寸的基础上加上吸波材料的尺寸,使粘贴完吸波材料的暗室的净空尺寸满足上述要求。表3.7-1为电波暗室与EUT尺寸的相关性。

表 3.7-1 电波暗室与 EUT 尺寸的相关性

| 测试距离 | 暗室壳体尺寸 长×宽×高 (m×m×m) | EUT 最大尺寸 (m) |
|-------|-------------------------|-----------------|
| 3m 法 | 9×6×6 | <1.2 |
| 5m 法 | 11×7×8 | <2 |
| 10m 法 | 19×12×9 | <4 |

2.1.2 吸波材料的选择

电波暗室吸波材料的选择是暗室设计的关键,吸波材料性能的好坏直接影响测量的不确定度。由于吸波材料的造价较高,每平方米的价格在数百元至数千元不等。材料的吸波性能越好,即反射率越小,对暗室中场强测量产生的不确定度就越小。因此要合理选择和优化布置吸波材料,降低暗室造价。

作为 EMC 试验用的电波暗室,吸收性能应大于或接近20dB。对于满足 IEC 61000-4-3 (GB/T 17626.3) 和 CIS-PR22 (GB 9254) 民用测量要求的暗室,直接采用铁氧体砖作为电波暗室的吸波材料即可。其工作频率范围为30~1000MHz,吸收性能约为15dB,具有低频吸收性能高、体积小、节约空间体积、降低造价等优点。同时,铁氧体砖无气味,不燃烧,不易老化,寿命长,性能稳定可靠。

对于高性能暗室,近年多采用铁氧体砖与泡沫角锥复合构成。利用铁氧体材料在低频段和泡沫角锥在高频段的吸收性能,可将频率扩展到18GHz,甚至可达40GHz。泡沫角锥由聚氨酯类泡沫塑料浸入一定浓度的碳粉并进行阻燃处理制成。角锥长度与需吸收的电磁波频率有关,频率越低,则角锥长度越长,通常应不小于最低吸收频率的1/4波长。但采用复合吸波材料,可使总长度缩短至0.41m,提高了暗室的空间利用率。其物理电气性能见表3.7-2。

表 3.7-2 角锥复合型吸波材料的物理电气性能

| 频率范围 | 平均吸收反射 | 承受功率 | 高度 | 每块尺寸 | 每块质量 |
|-------------|--------|--------|-------|-----------|------|
| 30MHz~40GHz | 20dB | 200V/m | 410cm | 60cm×60cm | 19kg |

随着科技的发展,新型吸波材料不断出现,如以无纺布为基材,涂刷吸波材料后制成的空心角锥吸波材料,其功率容量远高于聚氨酯角锥,但目前吸波性能要兼顾30MHz的低频端和10GHz以上的高频段尚显不足。国外在大型暗室中开始使用硬发泡材料制成的高功率吸波材料。

2.1.3 配套屏蔽室

为了保证 EMC 测试的顺利进行,必须根据需要,建造

配套的屏蔽室。其用途如下:

(1) 控制室。主要用于放置测试和监视设备,为测试人员提供专用工作场所,以减少测试仪器和人员活动对测量结果的影响。

(2) 放大器室。为避免功率放大器泄漏电磁场和噪声的影响,保证放大器本身的散热条件,保护工作人员的健康,一般修建专用屏蔽放大器室。

(3) 辅助设备室。用于放置为受试设备提供正常工作信号和监控的设备仪器的房间,以避免这些设备和仪器干扰测量结果。

2.1.4 电波暗室的关键部位

(1) 屏蔽门。暗室屏蔽门的设计方案多种多样,一般选择易于维护的类型。由于屏蔽门是导致实验室性能下降的主要因素,通常要求屏蔽门的寿命和可靠性与实验室的工作年限相匹配。门扇与门框之间的屏蔽一般采用内凹三刀状接触结构,通过把门上的钎刀插入固定到门框上的指状弹簧片来保证良好的电连续性。人员进出门通常采用活页结构,通过两个活页与门框相连,借助杠杆辅助装置使门扇和门框关闭平稳、接触紧密。对于诸如汽车、摩托车等尺寸较大的被测对象而言,因其外形体积比较大,活页结构的转门已不适用,一般采用滑动门。滑动门上常装有吸波材料,其实际的宽度和高度尺寸主要根据被试品的最大尺寸来确定。滑动门不但可以提供很大的进出空间,而且在门的通道处还装设有跨越平台或斜面,门关闭时斜面自动下降,门开启时斜面自动升起,以保证暗室外地面水平,便于大件物品的进出搬运。

(2) 转台和天线升降塔。转台和天线升降塔都是半电波暗室中使用最频繁的设施,其运行的可靠性和是否易于操作控制是首先需要考虑的;其次,转台的直径大小、最大承重、最大转角、可调转速以及天线升降塔的可调高度范围、可装设的天线类型数量、定位精度、是否便于移动等都要仔细斟酌;另外,还要限制它们的伺服电机的骚扰水平,以满足相关标准的要求。主要根据被测设备所占据的面积和最大质量来确定转台的尺寸和承载能力,同时还要保证电波暗室的转台上平面与接地平板在同一水平面上,并且要求转台与接地平板有良好的电接触。对于汽车测试,还需要确定在转台上是否安装轮鼓测功机、冷却风扇、尾气排放系统和车辆固定装置等。天线塔的选取要考虑最大扫描的范围、是否安装有天线适配器、是否受到测试设备的支持(即与它相连接的测试设备的测试软件是否能对它驱动控制)等。

(3) 暗室的接地。为了避免因电磁感应而使屏蔽效能下降,导致暗室背景噪声的增加,暗室一般均应接地,接地电阻应小于4Ω,一般为1~2Ω。在低频段,为获得良好的屏蔽性能,暗室宜单点接地,以避免因接地电位差在屏蔽壁上引起表面电流,而该电流会在室内形成干扰。

(4) 电气照明。暗室的照明设计必须兼顾照度、通风散热和屏蔽效能三者的要求。对于会产生骚扰信号的照明用具,不允许在暗室内使用。为把干扰反射降至最低水平,将照明用电线铺设于铠装金属管内,同时安装的照明灯数量也应受到限制。为方便更换维修,半电波暗室内照明灯应允许能自动降至反射地面附近。除此以外,还需要装设一些由备用蓄电池供电的应急照明灯。

(5) 消防探测系统与实时监控系统。消防探测系统的设计、选型,应根据相关的消防规定来确定,又不影响暗室的屏蔽效能。

通常在暗室内部装有两套实时监控系统,一套用于监视暗室本身,另一套用于监视被试品。每套监控系统包括暗室

内部的摄像机和置于控制室的监视器和控制器。摄像机常安装在暗室内部无反射区域。对于暗室内部的摄像机,要求其正常工作时产生的射频干扰很低,并能在宽频带范围内承受较高的辐射场强。

(6) 暗室的接口。为满足电波暗室内部的供电、通风以及测试和监控等信号传输到暗室外面的需求,在暗室与土建房屋、控制室、放大器室等房间之间还有一些重要的传输接口。这些接口应该谨慎选取和安装,以保证电波暗室屏蔽性能的完整性和相关国内外标准对暗室背景噪声水平的要求。下面逐一对这些接口作介绍。

1) 波导窗。所有用于通风或排气的开口均需安装截止波导窗。两端开口的波导,在其截止频率以下对电磁波的传输呈现很高的阻抗,但对空气流通却几乎没有影响。波导的截面积越小,其截止频率越高。截止频率与截止波导长度无关,该长度越长,在截止频率以下的衰减越大,其衰减量与波导的截面积无关。由上可见,截止频率越高、衰减越大的截止波导(即又长又细的波导)对空气的阻力越大,越不利于通风。大量的截止波导并行排列,形成截止波导窗。为了在电波暗室内外接灭火用的液体、气体或驱动用压缩空气等,常使用直径较粗的截止波导管。显然这将影响暗室微波段的屏蔽性能。波导窗使用的材料较厚或焊接工艺不好会使占空比增大,将影响通风效率。通风波导窗的数量和窗口总面积根据试验室换气量要求来确定。

2) 电源线滤波器。为保证通向转台、天线塔、暗室内的被测物、测试设备及附件、暗室内部照明等的各电源都是“干净的”,必须根据将要使用电源类型、各自的最大功率及一定的设计余量,安装电源线滤波器。进入电波暗室、控制室、放大器室内的所有电源均应经电源线滤波器滤除骚扰。电源线滤波器的选择不但要考虑抑制频带、插入损耗、最大工作电流、最大工作电压等功能性指标,还要考虑漏电流等安全指标。

3) 信号/控制线滤波器。屏蔽控制室内测试设备与暗室、传导屏蔽室和放大器室等均有信号传输要求。另外,对于通向暗室或屏蔽室内的电话线、网络线或其他信号/控制线等都有滤波要求。可以根据各信号/控制线的工作频率范围和信号类型来选择对应的信号/控制线滤波器。

4) 接线板。电源线和信号线接线柱和端子安装在暗室内部参考地板下面的接线盒内,该接线盒面板上还包括有辐射测试的射频接头、受试设备电源插座和信号接头、转台及天线塔电源插座、辅助设备电源插座和信号接头、控制电缆和光纤接头等。接线板的位置和数量主要根据测试点的布置和数量等来确定,同时还必须满足测试设备的具体需求。而每块接线板上各种电源插座的数量、电缆接头数量、光纤接头数量以及它们之间的排列布置,则要根据每个测试点实际需要和将来可能的扩展需求来确定。

5) 废气排放装置。为满足汽车、摩托车等需排放尾气的实际需要,电波暗室内必须安装废气排放装置。废气排放装置将暗室内部废气排放物引至建筑物的排放烟囱,包括软管、管道排风扇、蜂窝状波导窗等。其中波导窗的截止频率必须与暗室的最高测试频率相匹配。如果暗室中需要进行供水(用于洗衣机等测试),则还需要在供水和排水管与暗室的接口处装设具备适当截止频率的波导窗。

2.2 电波暗室的性能指标及测试

2.2.1 电波暗室的屏蔽效能及测试

屏蔽效能主要用来表示电波暗室对外界信号屏蔽的能

力。暗室屏蔽效果的好坏不仅与屏蔽材料的性能有关,也与壳体上可能存在的各种不连续的形状和孔洞有关,例如屏蔽材料间的焊缝、暗室的通风窗、屏蔽门和各种接口的处理等。在暗室屏蔽体建造完成后,粘贴吸波材料前,必须进行屏蔽效能测试。推荐的电波暗室屏蔽效能见表 3.7-3。

表 3.7-3 推荐的暗室的屏蔽效能

| 频率 | 屏蔽效能 (dB) |
|------------|-----------|
| 10kHz~1MHz | >60 |
| 1~1000MHz | >90 |
| 1~18GHz | >80 |

暗室的屏蔽效能要求应适当,并非越高越好,要从费效比考虑,最终的环境电平只要低于测量标准限值 6dB 就可以了。

屏蔽效能测量的特点是测量结果与测量方法的关系十分密切。同一屏蔽室用相同的仪器不同的方法进行测量,所得结果差异很大。因此,必须严格遵循标准规定的测量方法进行测试。GB/T 12190—2006《电磁屏蔽室屏蔽效能的测量方法》规定了屏蔽效能的测试和计算方法。在 9kHz~18GHz 频率范围内,标准规定了低频段、谐振频段和高频段三个测试频段考核屏蔽效能。

在正式测量前,可对屏蔽体进行初测或检漏,找出性能差的门、接缝和通风窗,以便在正式测试前予以修补。

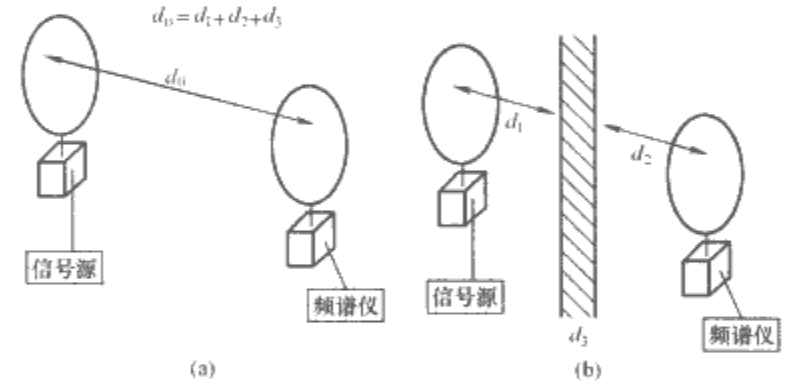


图 3.7-5 低频段屏蔽效能测试示意图

- (a) 低频段参考场强测试布置示意图;
- (b) 低频段测试布置示意图

2.2.1.1 低频段(9kHz~16MHz)屏蔽效能测量

在低频段,采用静电屏蔽小环来检测屏蔽室的屏蔽效果。这种小环天线亦适用于检测接缝、门缝、通风窗及其他不连续处的屏蔽效能。

静电屏蔽小环可用 $\phi 4\text{mm}$ 的漆包线单匝或多匝绕成直径 0.3m 圆环制成。

测量该频段时,应在以下三个频段内各选择一个频点进行测试: 9~16kHz、140~160kHz、14~16MHz。

屏蔽效能测量步骤如下:

(1) 参考场强的测量。选一尽量无反射的场地,将接收和发射的两个环天线处于同一平面,相距 0.6m 并加上屏蔽室墙体的厚度,如图 3.7-5 (a) 所示。信号源通过发射天线产生的磁场由接收天线直接测得,为参考场强 H_0 。

(2) 测量方法。依照图 3.7-5 (b),将发射和接收天线置于屏蔽室壁两侧 0.3m 处,两者应共面并垂直于屏蔽墙、天花板或其他待测点,测出漏场强 H_1 。在每一个频点和测试位置,信号发生器的输出值与测量参考场强时的输出值保持不变。在测试过程中,通常发射天线固定不动,而将接收天线升高或降低(至少在共平面上移动接缝总长的 1/4),以保证检测出最坏的情况。

(3) 屏蔽效能计算。其定义是没有屏蔽体时空间某点的场强 E_0 与有屏蔽体时被屏蔽空间在该点的场强 E_1 之比, 用公式表示为

$$S_E = 20\lg H_0(E_0)/H_1(E_1)(\text{dB}) \quad (3.7-6)$$

式中: $H_0(E_0)$ 为参考场强测量值; $H_1(E_1)$ 为屏蔽室内接收天线测量值。

2.2.1.2 谐振频段和频段屏蔽效能测量

因为大多数屏蔽室的最低谐振频率都在 20~300MHz 频段内, 所以在测试时要尽量避开这些频率点。

在这两个频段测试时, 采用的天线分别为 20~100MHz 双锥天线、100~1GHz 偶极子天线和 1~18GHz 喇叭天线。

首先测量参考电平, 由于在该频段很难获得无反射环境, 所以标准规定在现场利用屏蔽室壁面形成的驻波平均值作为自由空间远场的度量, 即将收、发天线都置于屏蔽室外并保持规定的距离, 用接收机或频谱分析仪测出参考电平。

选择具有代表性的点作为发射天线的位置, 测点间的水平距离应不大于 2.6m。发射天线平行于被测屏蔽壁的外表面, 架设高度为 $h/2$, 距离被测屏蔽壁为 1.3m 或 1.3λ (取最大者)。接收天线置于屏蔽室内, 平行于被测壁面, 与壁面相距 0.3m 或至少 $\lambda/4$ 。在屏蔽室内的各个位置、各个极化方向上寻找最大的响应, 用记录下的最大值计算屏蔽室最小屏蔽效能。

2.2.2 电波暗室归一化场地衰减 (NSA) 测试

电波暗室是为模拟开阔试验场而建造的, 暗室中的归一化场地衰减应与开阔试验场相同, 测试值与标准值之差小于 $\pm 4\text{dB}$, 则认为该暗室可作为开阔试验场的替代场地 (称为 $\pm 4\text{dB}$ 准则)。

暗室的场地衰减性能与地面的不平度、地面的电参数、周围环境、收发天线之间的距离、天线类型和极化方向、收发天线端口的阻抗等参数有关。与开阔试验场的场地衰减测量不同, 暗室需考虑与 EUT 体积相当的一定区域的场地衰减, 而不像开阔试验场只测一点即可。为此, CISPR 22: 1997 (GB 9254—1998) 附录 A 和 ANSI C63.4—1992 对暗室中的 NSA 测量作了如下规定:

(1) 用双锥天线和对数周期天线等宽带天线进行测量, 测量距离应以两天线中心之间的距离为准。

(2) 考虑到 EUT 具有一定的体积, 设备上不同位置与暗室墙壁所贴吸波材料的距离各不相同, 尤其对体积大的受试设备更为明显, 所以应对 EUT 所处的区域进行多点的 NSA 测量。测量点选择发射天线所处中心位置以及前、后、左、右各移动 0.75m 等 5 个点。发射天线在不同的高度下进行测量: 垂直极化时取 1m 和 1.5m, 水平极化时取 1m 和 2m。因此, 共需进行 5 个位置、2 个高度、2 种极化, 共 20 种组合的 NSA 测量。

测量时天线布置如图 3.7-6 所示。在下列情况下, 测量点可适当减少至 8 个点, 如:

- 1) 当 EUT 高度不大于 1.5m 时, 可省略高度为 1.5m 的垂直极化测量点。
- 2) 天线水平极化放置时, 若其投影可覆盖 EUT 直径的 90%, 则可省略左右两个测量点。
- 3) 如 EUT 后沿与吸波材料间距大于 1m, 则后面的测量点可略去。

实际测量值与 CISPR22 给出的宽带天线和推荐尺寸的暗室归一化场地衰减标准值比较, 若偏差在 $\pm 4\text{dB}$ 以内, 则认为 NSA 指标合格, 可在此暗室中进行发射骚扰认证检测。

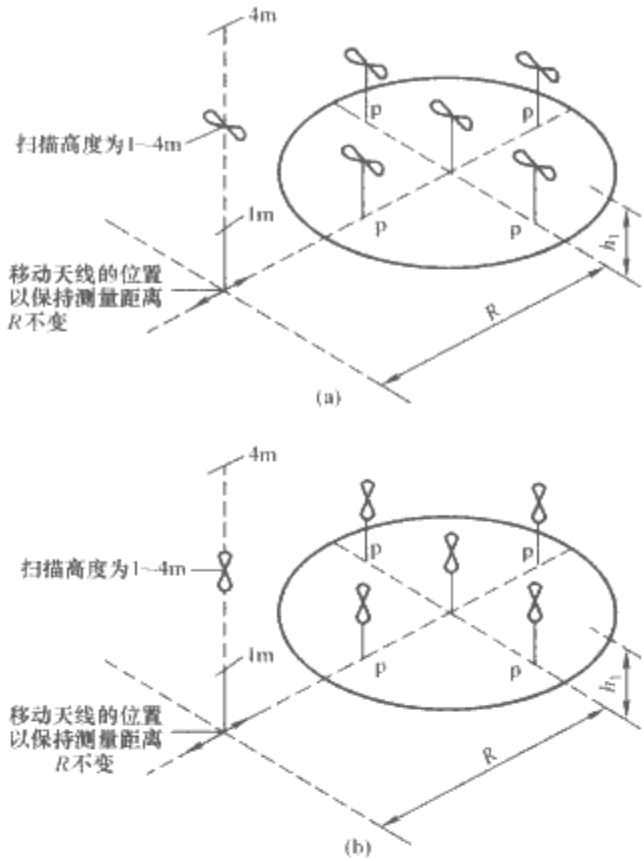


图 3.7-6 替代场地 NSA 测量典型的天线位置图
(a) 替代场地水平极化 NSA 测量典型的天线位置图;
(b) 替代场地垂直极化 NSA 测量典型的天线位置图
p—EUT 旋转 360° 所得到的边界; h_1 —为 1m 和 1.5m;
R—发射天线和接收天线的中心垂直投影之间的距离

一般情况下, 天线在水平极化时测量位置的改变引起 NSA 的变化不像垂直极化时那样明显, 测量值比较容易落入标准值的 $\pm 4\text{dB}$ 范围, 建议先测量。如果出现较大偏差, 则应首先排除由于仪器、天线系数、测量方法带来的问题。如仍不符合要求, 可再用垂直极化测量来确定不规范点, 以此分析暗室的结构布置是否存在问题。

从许多暗室的 NSA 测量结果看, 有一些暗室低频段垂直极化 NSA 有不同程度的超差。原因可能有点:

- 1) 暗室尺寸和吸波材料低频性能的限制, 低频段对开阔试验场的模拟效果不好, 测垂直极化的 NSA 时尤为明显。
- 2) 用宽带天线测量 NSA 时, 由于宽带天线大多采用互易法给出其天线系数, 距离不同, 天线系数大不相同。然而, 升降接收天线读取最大值时, 由于天线距离的变化, 将导致天线系数发生明显变化。
- 3) 宽带天线的驻波系数一般较大, 在低频段, 驻波系数可达 2.0 以上, 甚至大于 2.5, 这意味着天线输入端阻抗可能在 $10\sim 100\Omega$ 之间变化, 这样大的阻抗失配, 将给信号源和接收机带来较大的读数误差, 从而造成垂直极化时的 NSA 超差。因此用宽带天线测量暗室的 NSA 时, 一定要在不同距离上校准天线, 如在与场地测量距离相对应的 3m 或 10m 距离上校准, 并用网络分析仪测量天线的驻波系数, 选用驻波系数小的天线测量 NSA。

2.2.3 电波暗室场均匀性的测试

在暗室中进行辐射抗扰度试验时, 发射天线在 EUT 周围产生的场强应充分均匀, 以确保试验结果的有效性。由于 EUT 具有一定体积, 正对发射天线的表面可能很大, 因此假设在 EUT 所处位置有一个 $1.5\text{m}\times 1.5\text{m}$ 的垂直平面, 其上各点的场强具有均匀性。测量时 EUT 受照射的表面与此垂直平面重合, 这样可保证照射到 EUT 表面各点的场强基本一致。

测量场均匀性时, 在选定的垂直平面内均匀分出 16 个点,

发射天线置于 16 个测试点的正中央，并使 3m 测量距离处发射天线的主波瓣宽度覆盖 1.5m×1.5m 的均匀区域。按照图 3.7-7 布置测量仪器，用各向同性探头测量每个点的场强，取数值最接近的 12 个值，剔除另外 4 个。12 个值中，最大和最小的差值小于 6dB，则认为该测量平面的场强是均匀的。

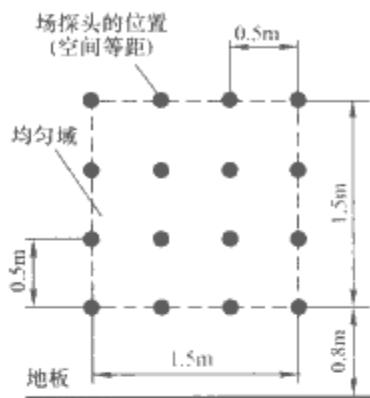


图 3.7-7 垂直平面的 16 个测量位置点示意图

在场均匀性测量时，要求在发射天线与受试设备间的地面上铺设吸波材料，如图 3.7-8 所示，以防止地面反射影响场的均匀性。此外，各向同性探头应采用光缆与场强计相连，不能用普通金属屏蔽电缆，否则会产生很大误差。

场均匀性测量是多频率（80MHz~1GHz）、步长不大于 10%、多位置（16 个点）、多极性（垂直、水平极化）的测量，一般采用自动测量系统，省时省力，数据重复性也好。自动测量软件的功能包括控制发射信号的频率变换，探头的移动和数据采集，数据处理与判别、比较。

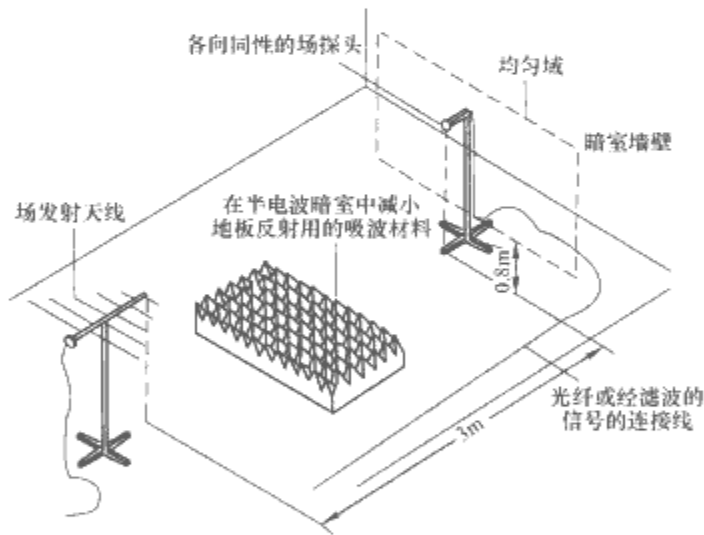


图 3.7-8 场均匀性测量示意图

电波暗室的性能极大地依赖于暗室的设计和建造，一旦建造完成，很难进行大的修改。因此，设计阶段应尽量考虑周全合理；建造时应精心施工、保证质量，才能使暗室最终具有良好的性能。

3 横电磁波室

横电磁波室（TEM Transmission cell，TEM 室）是 20 世纪 70 年代中期间世并不断发展起来的一种电磁兼容测试设施。TEM 室结构封闭，不向外辐射电磁能量，也不受外部环境影响；工作频带宽，可从直流至数吉赫。由 TEM 室组成的电磁兼容性测试系统较之在电波暗室、开阔试验场中采用天线辐射、接收等测试方法可节省大量资金，如要获得 10V/m 的场强，所需要的输入功率仅为 3.7mW。同时与暗室相比，TEM 室的造价要低得多；与开阔试验场相比，它的占地面积小，而且测试不受外界环境的干扰。TEM 室所需配置的仪器设备简单，效率高，可数倍地提高测量速

度，易于实现自动化测量。因此其理论、技术和应用发展很快，已逐渐被接受，用于 IEC 和 CISPR 要求的测量。IEC 出版了 61000-4-20:2003 标准，给出了 TEM 室用于电磁兼容测量的要求等。

3.1 横电磁波室原理和结构

横电磁波室是利用传输线原理，由同轴线演变而来的一种长方形测试室，其结构如图 3.7-9 所示。它由变形的矩形同轴线构成，内置介质支撑的芯板（内导体），将横电磁波室分成两部分。主段呈正方形（或矩形），两端逐渐减小，并转换成 50Ω 同轴插座。主段及两边逐渐减小的过渡段，均具有 50Ω 阻抗特性，从而保证传输室内处处阻抗匹配。如果阻抗不匹配，会引起电磁波的反射，从而使 TEM 室的性能下降。

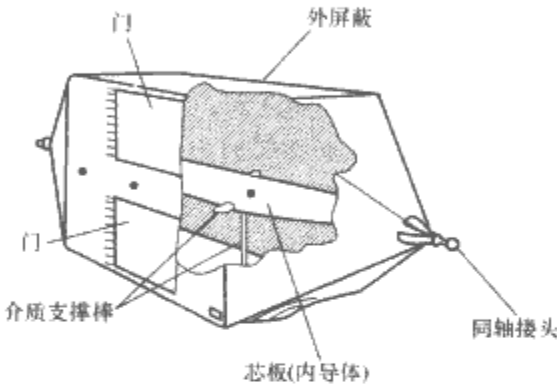


图 3.7-9 横电磁波室剖面图

当高频电磁能量从输入端馈入 TEM 室时，内部能产生一个具有垂直 H 场和一个 90° 的 E 场的横电磁波，室内场分布如图 3.7-10 所示。TEM 室在正常工作条件下，其内部的电场与磁场不但相互垂直，而且在芯板与四壁之间的大部分空间是均匀的。室内芯板与上顶板、下底板之间中心位置处的电场强度 E_V 为

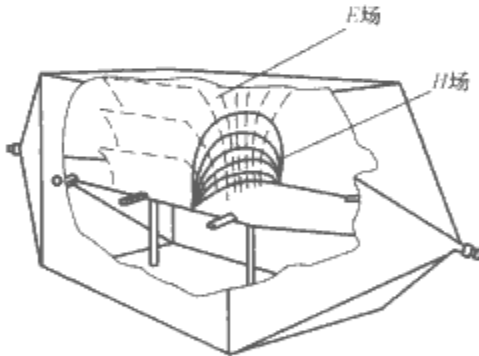


图 3.7-10 TEM 室内场分布图

$$E_V = U/d = \sqrt{P_n R_c}/d \quad (\text{V/m}) \quad (3.7-7)$$

式中：U 为 TEM 室输入电压值，V；d 为芯板与上顶板、下底板之间的垂直距离，m； P_n 为 TEM 室输入功率，W； R_c 为 TEM 室复特性阻抗的实部，Ω。

TEM 室内的磁力线为围绕芯板的闭合线。磁场 H 与电场 E 的关系为

$$H = E/120\pi \quad (\text{A/m}) \quad (3.7-8)$$

当 $E=376.7\text{V/m}$ 时， $H=1\text{A/m}$ 。可见磁场相对说来是比较弱的。

但是 TEM 室是波导系统的一种形式，其最高工作频率受到 TEM 室内谐振与多模传输现象的限制。TEM 室内一旦出现高次模传输，主模场分布就会被扰乱，试验信号亦会失真。为了保证小室内只有 TEM 波传输，没有高阶模的干

扰, 输入信号频率必须低于矩形波导一阶模 (TE₁₀) 的截止频率。

TEM 室谐振频率 f_{res} 可按下式计算

$$f_{\text{res}} = [f_c^2 + (C/2l)^2]^{1/2} \quad (3.7-9)$$

式中: f_{res} 为 TEM 室的 H_{10} 模截止频率, MHz; C 为光速; l 为传输室的谐振长度, 为 TEM 室总长减一个锥形段长度, m。

TEM 室截止频率 f_c 出现在芯板与四壁构成的“波导”能传输 H_{10} 模的时候, 如用实验方法先测出 f_{res} , 则 f_c 可用下式计算

$$f_c = [f_{\text{res}}^2 - (C/2l)^2]^{1/2} \quad (3.7-10)$$

由式 (3.7-10) 可见, TEM 室的使用空间受截止频率和室内场均匀性的限制, 尺寸越大, 截止频率越低。为此, 受试 EUT 在 TEM 室占有的空间一般不超过芯板到底板间距的 1/3 和前后壁板间距的 1/3。当芯板分隔的上、下两个半空间对称时, 其中段为一边界正规的矩形腔, 到高频时形成很强的高次模谐振。腔体尺寸越大, 谐振频率越低, 这样使 TEM 室中可用空间大小与截止频率之间存在制约矛盾。当频率达到 1GHz 时, 其可用空间高度不足 15cm。为解决该问题, 可将芯板上移, 构成一个非对称 TEM 室 (Asymmetric TEM cell, ATEM 室)。这样可在略提高谐振频率的同时, 加大下半部空间的有效试验区, 亦加大上半空间的场强, 大大改善场的均匀性。

长方形 TEM 室的优点是腔体内场强比较均匀, 而正方形 TEM 室的优点是在相同可用空间条件下, 工作频率范围较宽, 所需用料省, 体积较小。

3.2 TEM 室性能测试

为了保证 TEM 室的测量结果等效于开阔试验场, 必须对 TEM 室进行性能测试。通常考核 TEM 室的主要指标是: 反映 TEM 室阻抗匹配状态的输入端电压驻波比 VSWR 和时域阻抗 Z_0 , 反映其高频损耗性能的插入损耗, 以及反映其电磁场分布均匀性的室内场分布等。

3.2.1 电压驻波比的测试

测试可采用网络分析仪或阻抗分析仪进行。测试结果可在仪器的屏幕上直观而精确地显示出 VSWR 的频域分布曲线和频域阻抗的史密斯圆图, 截止频率和谐振频率均可由驻波图中读出。

3.2.2 时域阻抗测试

时域阻抗表示阻抗沿 TEM 室纵向分布的情况, 采用 ATDMS-2 型自动时域阻抗测试系统进行测试。考虑到 TEM 室放入 EUT 后的阻抗加载效应, 会使阻抗略有下降, 通常将 TEM 室的时域阻抗设计为 $Z_0 = 50 \pm 0.5 \Omega$ 。

3.2.3 插入损耗测试

TEM 室的插入损耗由内、外导体电导性损耗、支撑芯板的介质块介电性损耗等构成。测试可用自动网络分析仪进行。式 (3.7-7) 中的电压 U 和功率 P , 应是 TEM 室放入 EUT 后横截面上的 U 和 P , 是不便测量的。测量出插入损耗后, 就可将输入端 (或输出端) 的 U 和 P 值减去 (或加上) 插入损耗的 1/2, 即折算成工作区的 U 和 P 值。测量插入损耗的意义之一就在于此。

3.3 TEM 室测试要求

采用 TEM 室进行电磁兼容试验时, 依据 IEC 61000-4-

20 的要求, EUT 的最大尺寸为 $0.6L \times 0.6W \times 0.33H$ 。其中 L 为主传输段的长度, W 为芯板的宽度, H 为底板与芯板间的距离。且 EUT 与每个导体间的最小距离 H_{EUT} 应大于 $0.05H$, 以避免 EUT 和壳导体的紧密耦合改变了 EUT 的运行条件。图 3.7-11 为 TEM 室 EUT 布置示意图, 该要求也适用于 GTEM 室。

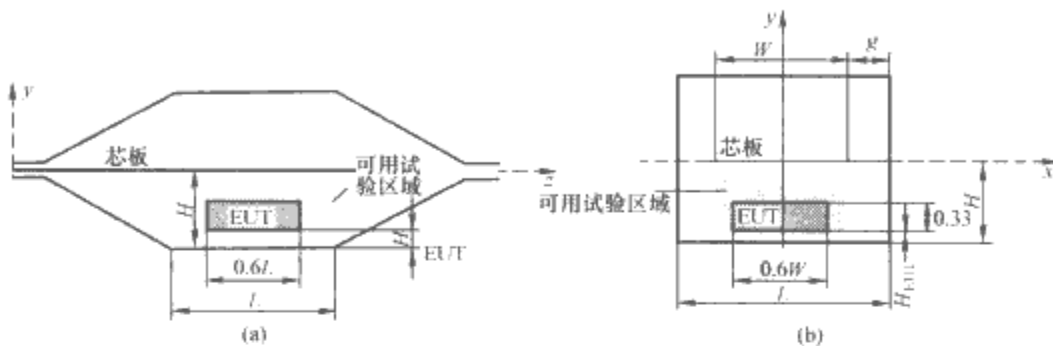


图 3.7-11 TEM 室 EUT 布置示意图
(a) 侧视图; (b) 截面图

4 吉赫兹横电磁波室

吉赫兹横电磁波室 (Gigahertz Transverse Electromagnetic cell, GTEM 室) 是近十几年发展起来的新型电磁兼容测试装置。因为 GTEM 室的结构是渐变的, 没有表面锐角的转折, 并在终端加上了吸波负载, 其上限工作频率可达数吉赫以上, 弥补了 TEM 室对频率上限的限制及内部容积与可使用频率上限成反比等不足。其内部容积与整体比大, 对被测物体大小的限制与频率无关, 使用时对外界环境无特殊要求。

GTEM 室可广泛用于计算机、电子仪器设备、家用电器等电磁兼容性能的评价及按民用、军用标准进行的测量。由于可准确计算 GTEM 室内部所产生的优于 $\pm 1\text{dB}$ 精度的均匀电磁场强度, 因此 GTEM 室还可用于宽带场强仪及高频、微波漏能仪的校准与计量。此外, 还可用 GTEM 室对移动通信设备, 如无线寻呼 BP 机、对讲机、无绳及无线电话机等进行灵敏度的调试与检测。2003 年 IEC 61000-4-20 《电磁兼容 TEM 室》出版, 采用 GTEM 室做 EMC 测试被认可, GTEM 室拥有了较大的发展和应用前景。

4.1 GTEM 室的原理和结构

4.1.1 GTEM 室的工作原理

GTEM 室是根据同轴及非对称矩形传输线原理设计的。为避免内部电磁波的反射和谐振, GTEM 室在外形上被设计成尖锥形, 其输入端采用 N 型同轴接头, 同轴接头内导体展平成为一块扇形板, 称为芯板。在 GTEM 室内芯板和底板之间形成矩形均匀场区。为了使球面波 (严格地说, 由 N 型接头向 GTEM 室传播的是球面波, 但由于所设计的张角很小, 因而该球面波近似于平面波) 从输入端到负载端有良好的传输特性, 芯板的终端采用了分布式电阻匹配网络, 从而成为无反射端。

GTEM 室的端面贴有吸波材料, 以进一步吸收高端频率的传输能量, 使芯板和底板之间产生了一个均匀场强的测试区域。

GTEM 室内芯板和底板之间的电场强度为

$$E_v = U/H \quad (3.7-11)$$

式中: U 为 GTEM 室输入电压值, V; H 为芯板与底板之

间的距离，m。

在 50Ω 匹配系统中，芯板对底板的电压与 N 型接头的信号输入功率之间的关系满足 $U = (50P)^{1/2}$ ，故场强为

$$E_v = (50P)^{1/2} / H \tag{3.7-12}$$

由式 (3.7-12) 可见，若在 GTEM 室注入同样的功率，芯板的位置距底板的距离越近，则可获得较大的场强。

4.1.2 GTEM 室的结构

GTEM 室的结构简图如图 3.7-12 所示。GTEM 室通常采用铝质板材用铆钉或螺钉固定在铝角型材制成的锥形骨架上。芯板底部和侧壁采用非金属棒支撑，以防止芯板与铝外壁板接触，发生短路；同时芯板向顶部倾斜，以留给被测件更大的空间；芯板与外壁板间通过分布电阻相连，保证分布电阻接触良好，阻值准确。吸波材料安装在支撑架上，从锥形腔体的后部放入腔体。馈源头（铜质）是一个采用氩弧焊焊接而成的整体，采用螺钉安装在锥形腔体前端，形成过渡部件。N 型接头通过馈源头与芯板连接。

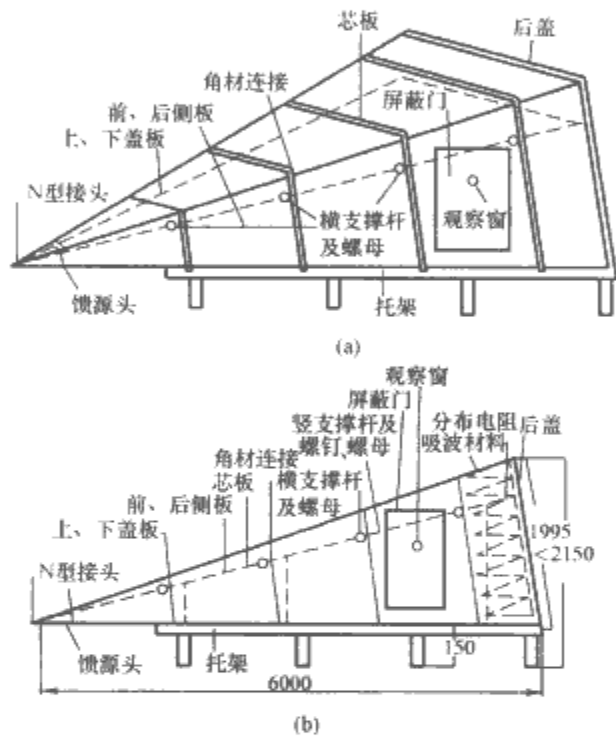


图 3.7-12 GTEM 室结构简图
(a) GTEM 室立体视图；(b) GTEM 室侧视图

通常电源配电箱安装于 GTEM 室靠近屏蔽门的侧壁上，电源滤波器安装于腔体底部，EUT 的进出线接口也置于侧壁上。采用白炽灯为 GTEM 室内提供照明。

EUT 尺寸应满足本章 3.3 的要求。

4.2 GTEM 室的性能测试

GTEM 室不同于 TEM 室，TEM 室是两端网络，而 GTEM 室是单端网络。GTEM 室性能测试项目有四项。

4.2.1 时域阻抗的测试

GTEM 室作为单端口网络使用，其内部的阻抗分布参数及匹配状况只有通过时域阻抗测试才能给出正确的分析与评定，而系统电磁场的分布和边界条件的确定也依赖于特性阻抗的准确测定，所以时域阻抗的测试是非常必要的。通常要求在放置 EUT 后进行测试，可用 TDR 时域反射计进行，测量误差小于 2%。矩形传输主段的特性阻抗应在 $50\Omega \pm 5\Omega$ 范围之内。

4.2.2 电压驻波比的测试

电压驻波比 (VSWR) 的测量，是在输入端口参考面处对 GTEM 室的阻抗匹配和电波反射状况进行评定。当输入信号时，其匹配性能的好坏将直接影响信号源有效功率的输出。如果电压驻波比过大，将增加电磁场的计算误差，影响

内部电磁场分布，并使系统的准确性下降。

GTEM 室驻波比的测量可采用网络分析仪进行，测量误差小于 1%，通常要求驻波比小于 1.5。由于 GTEM 室负载端所采用的吸波材料对微波的吸收能力较射频段具有更好的性能，所以只要输入端同轴连接器和非对称过渡段设计合理，GTEM 测量系统可工作于更高的频段。测试研究证明，高品质的 GTEM 室在高达 18GHz 的频率范围内仍可呈现较小的反射，处于良好的匹配状态。

4.2.3 场均匀性测试

GTEM 室的场均匀性需要满足 GB/T 17626.3《电磁兼容 试验和测量技术 射频电磁场辐射抗扰度试验》的要求：在规定区域内 75% 的表面上场强值在 $-0 \sim +6\text{dB}$ 范围内，则认为该场地符合辐射抗扰度试验的要求。由于小室的尺寸差异较大，IEC 61000-4-20 规定了均匀域校准点的数量和配置要求，见表 3.7-4 和图 3.7-13。

表 3.7-4 均匀域校准点的确定

| 均匀域尺寸 (m×m) | 测量点的配置和数量 | 满足 $-0 \sim +6\text{dB}$ 规定的 测量点数量 |
|----------------|-------------|---------------------------------------|
| 1.5×1.5 | 4×4=16 | 12 |
| 1.0×1.5 | 3×4=12 | 9 |
| 1.0×1.0 | 3×3=9 | 7 |
| 0.5×1.0 | 2×3=6 | 5 |
| 0.5×0.5 | 4+1 (中心点)=5 | 4 |
| 0.25×0.25 | 4+1 (中心点)=5 | 4 |

原则上均匀域的位置可设置在距输入端的任一点上，但这取决于小室的几何形状。我们关注的仅是输入端与校准点的距离。均匀域的校准应在空的小室内进行。校准频率为 30MHz~1GHz，第一个步长不超过起始频率的 1%；在 80MHz~1GHz 范围内，步长按前一频率的 1%；80MHz 以下和 1GHz 以上，步长可为 5%。采用未调制的信号进行校准。

场均匀性测试布置见图 3.7-13，测试信号由标准信号发生器产生，经功率放大器将 3~10V/m 的场信号馈至 GTEM 室的输入端，并保持输入场强稳定不变。根据均匀域的尺寸，确定横截面均匀域的测量点，将场强测试仪的电场探头依次置于每个测量点，读取场强值，删除 25% 最大偏差的数据点，保留 75% 测量点的数据进行归一化数据处理，使参考面内保留点的场强在 $\pm 3\text{dB}$ 容差之内，场强满足 6dB 的测量要求。

4.2.4 GTEM 室辐射骚扰测量结果与开阔试验场和电波暗室测量结果的关系

采用 GTEM 室对 EUT 进行辐射骚扰测量得到的数据应与开阔试验场和电波暗室的测量结果是可重复的和有效的。IEC 61000-4-20 附录 A 给出了将 GTEM 室的测量结果转换成开阔试验场等效结果的互换规则。

该方法是基于小室的“三电压测量”值计算辐射能量。因为一对平行偶极子天线能传播与之相同的能量。

(1) 小室内三个位置的电压测量。EUT 的辐射电压可由以下条件决定的三个位置的电压值确定：

在小室中引入一个 (x, y, z) 坐标系，标准方式是 z 轴沿小室内波的传输方向， y 轴与 E 场平行， x 轴与 H 场平行。EUT 的中心点置于 $(x=0, y, z)$ 处，因为 $x=0$ 平面在芯板的中心处。EUT 也设置了一个坐标系 (x', y', z') 。令位置 1 是将两个坐标重合；位置 2 是 EUT 旋转到 x' 沿着 y ， y' 沿着 z ， z' 沿着 x ，相当于 EUT 经过了两个 90° 的

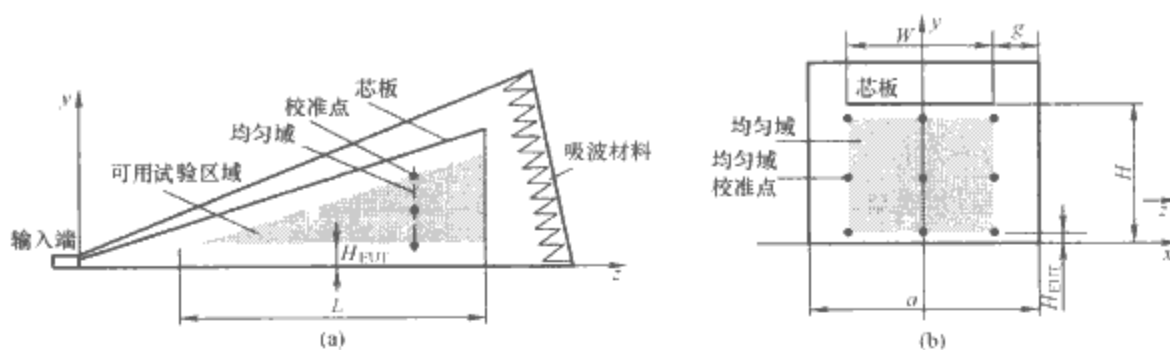


图 3.7-13 场均匀性校准点布置图

(a) 场均匀性校准点布置侧视图; (b) 场均匀性校准点布置截面图

旋转; 位置 3 是进一步旋转到 x' 沿着 z , y' 沿着 x , z' 沿着 y 。将这三个位置的电压测量值设为 U_{p1} 、 U_{p2} 、 U_{p3} , EUT 的总辐射能量 P_0 可由下式得出

$$P_0 = \frac{\eta}{3\pi} \frac{k_0^2}{\epsilon_{0y}^2 Z_c} S^2 \quad (\text{W}) \quad (3.7-13)$$

其中 $S = \sqrt{U_{p1}^2 + U_{p2}^2 + U_{p3}^2}$
式中: U_{p1} 、 U_{p2} 、 U_{p3} 为 EUT 三个位置的测量电压, V; S 为测量电压的均方根值, V; k_0 为波数, $k_0 = 2\pi/\lambda$, 1/m; η 为自由空间的波阻抗, $\eta = 377\Omega$; Z_c 为小室的特性阻抗, Ω ; ϵ_{0y} 为场系数, EUT 在位置 1 时小室的电场 y 分量, $\sqrt{\Omega}/\text{m}$ 。

(2) 确定场系数。在这里提及的算法要求小室模的电场的初始 y 分量在这一端并不与电压直接相关, 场系数 ϵ_{0y} 是在给定的 EUT 的测试放置位置下小室电场的标准化 y 分量, 应由制造商提供。 ϵ_{0y} 也可由测量或计算得到。测量是在空的小室测量电场 E_V 的 y 分量, 在 EUT 中心置于 (x, y, z) 时已知输入功率 P_i , 则

$$\epsilon_{0y} = E_V(x, y) / \sqrt{P_i} \quad (3.7-14)$$

(3) 与开阔试验场 (OATS) 的关系。在开阔试验场测量是在远场条件下, 接地平板上 EUT 辐射的场强值, 对于小室可由以下步骤模拟: 假设与小室中测得的辐射能量相同的能量是由一个在 EUT 位置上的短偶极子天线发射的, 一个偶极子发射的场方程为已知, 接地平板可用一个假想的偶极子来描述。这个场可由 OATS 方法要求的接收天线的等效高度扫描来计算。这两个天线的最大信号可以给出可能的最大场强。利用由接收天线的高度扫描给出的几何因子 g_{\max} , 一个 OATS 下最大场强 E_{\max} 的估算值可由下式给出

$$E_{\max} = g_{\max} \frac{\eta k_0}{2\pi \epsilon_{0y}} \frac{S}{\sqrt{Z_c}} \quad (3.7-15)$$

E_{\max} 也可以用一个测出的电压的方程来表示, 并换算成场强

$$E_{\max} \text{ dB} = 20\lg(g_{\max}) + 20\lg\left(\left|\frac{\eta k_0}{2\pi \epsilon_{0y}}\right|\right) + 10\lg\left(\frac{S^2}{Z_c}\right) + 120 \quad (\text{dB}\mu\text{V/m}) \quad (3.7-16)$$

$$g_{\max} = \begin{cases} \left| \frac{e^{-jk_0 r_1}}{r_1} - \frac{e^{-jk_0 r_2}}{r_2} \right|_{\max} = \left| \frac{1}{r_1 r_2} [r_2^2 + r_1^2 + 2r_1 r_2 \cos k_0 (r_2 - r_1)]^{1/2} \right|_{\max} \\ \left| \frac{S^2 e^{-jk_0 r_1}}{r_1^2} + \frac{S^2 e^{-jk_0 r_2}}{r_2^2} \right|_{\max} = \left| \frac{S^2}{r_1^3 r_2^3} [r_2^6 + r_1^6 + 2r_1^3 r_2^3 \cos k_0 (r_2 - r_1)]^{1/2} \right|_{\max} \end{cases}$$

式中: r_1 为 EUT 到接收天线的距离, $r_1 = \sqrt{s^2 + (R_H - h_g)^2}$, m; r_2 为 EUT 到接收天线反射的距离, $r_2 = \sqrt{s^2 + (R_H + h_g)^2}$, m; s 为标准规定的接收天线到 EUT 的距离, 通常为 30、10m 或 3m; h_g 为 EUT 与接地平板间的

距离, m; R_H 为接收天线与接地平板间的距离, 通常在 1~4m 范围扫描。

用于辐射骚扰测量的小室, IEC 61000-4-20 建议应由制造商对小室进行验证, 给出校正系数和误差。

5 混响室

混响室 (Reverberation Chamber), 又称模搅拌室 (Mode-stirred Chamber), 它在一个高电导、大尺寸的屏蔽室里, 用一个或几个金属机械搅拌器, 连续地改变内部电磁场结构, 产生一个统计意义上的各向同性的均匀场。混响室用于进行辐射骚扰测试、辐射抗扰度试验以及屏蔽效能测试。图 3.7-14 为混响室内进行轿车抗扰度试验。

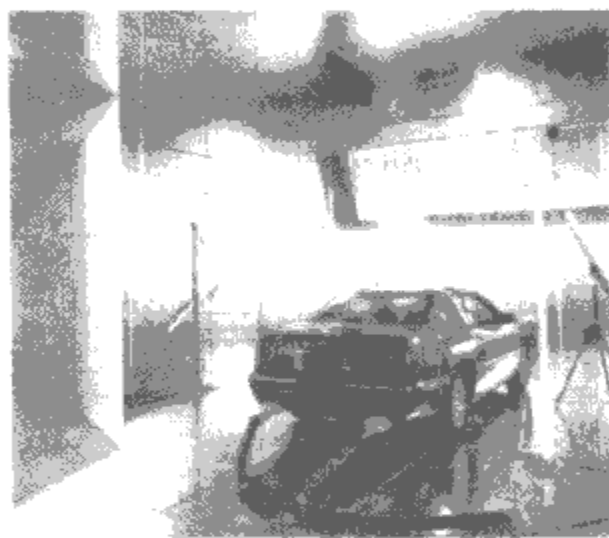


图 3.7-14 在混响室内进行轿车抗扰度试验 (ETS-LINDGREN)

混响室出现于 20 世纪 60 年代, 经过近些年的发展, 已被国际标准化组织接受, 确定为电磁兼容测试的重要技术之一。2003 年 IEC 颁布了 61000-4-21 《电磁兼容 测量和试验技术 混响室测试方法》标准, 对混响室的校准、测试方法和试验布置等作了规定。

与开阔试验场和电波暗室相比, 混响室主要有以下几方面的优点: ①造价低; ②由于工作在高 Q 环境, 容易产生高场强, 100W 的输入可以产生千伏每米级别的场强; ③场均匀性一般为 $\pm 3\text{dB}$, 工作区域大, 对被试品和测量位置限制小; ④测量时间短, 被试品不需要转动, 天线不需要变化极化方向; ⑤测量的重复性好。混响室也存在一些不足, 如: ①根据混响室的尺寸有最低使用频率的限制; ②同样由于工作在高 Q 环境的因数, 窄脉冲测量有问题; ③不能给出 EUT 极化和方向性方面的信息。

5.1 混响室工作原理和结构

5.1.1 混响室工作原理

混响室为一高电导率屏蔽腔室, 在射频连续波照射下电

磁波有多种传输模式，产生多种谐振波形。因而屏蔽室内不同的空间位置，场强幅度会相差很多（超过 20dB）。屏蔽室可以看作一个大型的矩形波导谐振腔，根据波导谐振理论，屏蔽室的谐振频率（模）可计算为

$$f_{mnp} = 150 \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{c}\right)^2} \quad (3.7-17)$$

式中：a、b、c 为屏蔽室的尺寸，m；m、n、p 为自然数，一次只能一个可以为 0。

由式（3.7-17）可见，m、n 和 p 按要求取不同的值，屏蔽室内就有不同的谐振频率（模）。因而，如果屏蔽室尺寸或边界条件连续改变，如在屏蔽室内安装不断旋转的搅拌器和移动改变搅拌器的位置，在不同的频率下，屏蔽室内就能够得到按时间平均统计意义上相同的电磁场。因此，对于一个给定尺寸的混响室，在某一频率 f 下场的均匀性就由混响室内所能激励的模数 N(f) 来决定，N(f) 越大，场就越均匀。

N(f) 的大小取决于混响室的尺寸，可由下式确定

$$N(f) \approx \frac{8\pi}{3} abc \left(\frac{f}{C}\right)^3 \quad (3.7-18)$$

式中：f 为频率；C 为腔体内波的传输速度，自由空间为 3×10⁸ m/s。

一般来说，3 倍于混响室的最低谐振频率 f₀₁₁（当 a 为混响室的最短边）时，混响室内就可能有 60 多种传输模式，满足场均匀性的要求。这就成为屏蔽室能够用作混响室的条件，也是确定混响室最低工作频率的准则。

5.1.2 混响室的结构

（1）混响室尺寸。确定混响室的尺寸主要取决于两个因素：①被试品的大小；②所希望的最低工作频率。而在这两个因素中，满足混响室的最低工作频率更为重要。

根据上面介绍的混响室工作原理，由式（3.7-17）可知，混响室的尺寸决定了混响室的最低谐振频率 f₀₁₁，而混响室的最低工作频率一般不小于 3f₀₁₁。因而在造价允许的情况下，为了混响室更宽的频率使用范围，混响室的尺寸越大越好。一般情况下，75~200m² 大小的混响室的频率使用范围为 200MHz~18GHz。如果想要得到更低的工作频率，则需要更大的混响室。表 3.7-5 是一些经验数据，供参考。

表 3.7-5 混响室的体积与最低工作频率

| 序号 | 混响室体积 (m ³) | 最低谐振频率 f ₀₁₁ (MHz) | 最低工作频率 (MHz) |
|----|----------------------------|----------------------------------|-----------------|
| 1 | 17 | 71 | 300 |
| 2 | 38 | 58 | 300 |
| 3 | 80 | 43 | 150 |
| 4 | 107 | 38 | 150 |
| 5 | 290 | 24 | 100 |
| 6 | 594 | 24 | 80 |
| 7 | 1360 | 15 | 30~50 |

由表 3.7-5 可见，如果希望混响室的最低工作频率下降一半，则混响室的体积将增加几倍，势必造成建造费用的大幅度提高。这就是为什么混响室最低工作频率受限制的原因。

另外，需要注意的是混响室各个边的尺寸取值应该不相同，并且不能为整倍数关系。因为从理论上讲这能够增加混响室内的激励模的数量，从而提高混响室的性能。

（2）混响室材料选择及 Q 值。选择材料时主要考虑混响室的品质因数 Q 值。混响室的性能除了与混响室内所激励

模的数量有关以外，还与品质因数 Q 有很大的关系。所激励模的数量决定了场均匀性的程度，而品质因数 Q 则决定了在一定输入功率下产生场强的大小。Q 值越大，产生的场强越大。根据平面波模型，可推导出 Q 值的大小为

$$Q = \frac{3V}{2S\mu_r\delta_s\left(1 + \frac{3\lambda S}{32V}\right)} \quad (3.7-19)$$

式中：V 为混响室的体积；S 为混响室内的表面积；μ_r 为混响室材料的相对磁导率；δ_s 为混响室材料的集肤深度；λ 为混响室的工作波长。

集肤深度 δ_s 由下式决定

$$\delta_s = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_r \mu_0 \sigma_r}} \quad (3.7-20)$$

从式（3.7-20）可以看出在混响室尺寸已经确定的情况下，提高混响室的品质因数 Q 的关键因素是混响室壳体材料的选择。相对磁导率越大，Q 值越小，相对电导率越大，Q 值越高。所以，为了提高混响室的品质因数 Q，应该尽可能选择相对磁导率小的非磁性材料，避免使用铁、钢等相对磁导率高的材料。常见的非磁性材料有银、铜、铝、锌、铅等。综合成本、屏蔽效能、加工等各个因素，金属铜是较为理想的选择。由于钢铁材料比铜成本低，所以也有采用优质镀锌钢板制作混响室的方案。

为了得到品质因数 Q 高的混响室，还应注意尽量减少混响室内多余的物品，尤其是木制器具；地板上可铺覆铝粉来增加反射。

（3）搅拌器。搅拌器是使混响室获得均匀场的关键设备，其形状、大小、材料和个数都是影响混响室性能的重要因素。早期混响室搅拌器的设计较为简单，其形状类似于电风扇，随后又出现一种在一根旋转杆上固定多块不同角度的反射平板的结构。随着对混响室搅拌器研究的不断深入，又有多种形状的搅拌器被应用于混响室的研究中，目前搅拌器采用带有一定折叠角度的反射片已成为主流，如折角桨叶搅拌器，见图 3.7-15。从理论上讲，不对称能够增加混响室内的激励模的数量，提高混响室性能。在空间允许的情况下，合理设计搅拌器的形状、适当增加搅拌器的反射面积和搅拌器的个数，都会在一定程度上改善混响室的性能。

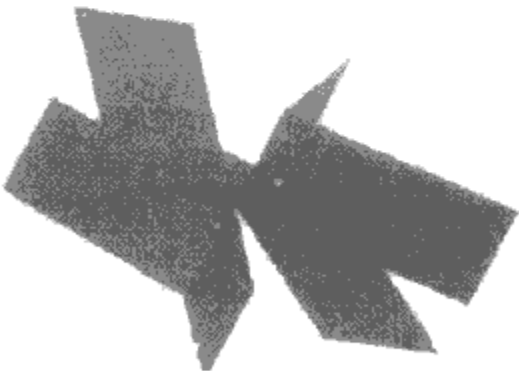


图 3.7-15 折角桨叶搅拌器

搅拌器的材料一般也是要求选用反射性好的材料。从机械设计的角度，希望搅拌器的桨叶质量要轻，同时又要有一定的刚度，设计时可以考虑在桨叶的内部填充聚苯乙烯材料，外面再覆以镀锌钢板。为了进一步提高混响室内场的均匀性，还出现了在混响室的不同位置安装两个或两个以上搅拌器的结构形式。

搅拌器可由直流伺服电动机驱动。电动机固定在混响室的外面，以避免暴露在混响室高场强下或对混响室内产生干扰。电动机通过齿轮或者皮带驱动搅拌器的驱动轴。搅拌器驱动轴由绝缘材料构成，并通过混响室室壁的波导穿过进入

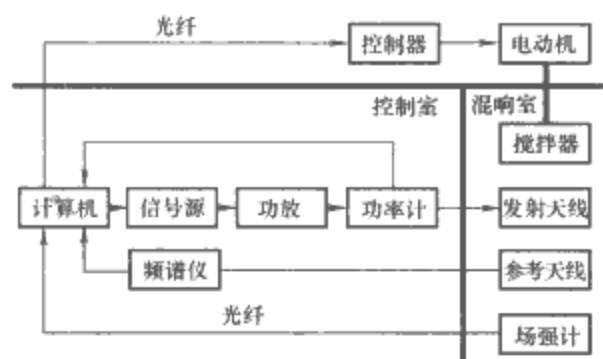


图 3.7-18 混响室仪器设备配置框图

$$\overline{P_i} = (E_{\text{test}} / \overline{E}_{24\text{or}9} \sqrt{CLF(f)})^2 \quad (3.7-25)$$

$CLF(f)$ 为空腔室每个频率点的加载系数，由校准得到。 $\overline{E}_{24\text{or}9}$ 为在空腔室校准时得到的归一化电场强度平均值。如测 8 个点，则 3 个坐标方向测试的所有最大电场样本有 24 个。频率大于 10 倍最低可用频率时只需测 3 个点，则测试样本共 9 个。有时可在校准频率点间插值，得到所需要的归一化电场强度均值。频率扫描或者步进速度的选择要考虑 EUT 及监测设备的响应时间。EUT 敏感带宽，对于产生离散频率的信号发生器，测试频率点数不小于 100 个每十倍频程。测试频率按照对数方式间隔，可用下面公式计算测试频率

$$f_{n+1} = f_n \times 10^{(1/99)} \quad (n = 1, 2, \dots, 100) \quad (3.7-26)$$

每个频率点测试的延迟时间不小于 0.5s，超过测试设备响应时间和搅拌浆完全停稳的转动时间。

辐射抗干扰性测试步骤与校准类似，主要是频率扫描和

金属搅拌器旋转两个循环过程，在循环过程中进行数据采集，监控并记录参考天线的最大和线性平均接受功率，以确保产生所需场强，同时监控被测产品的工作状况。所不同的是，发射天线在频率扫描点的输入功率由测试要求的室内场强大小、校准系数以及用于补偿被测产品负载效应的混响室加载因子决定。另外，在整个测试频率范围内，测试比校准要求更多的频点，每数量级频率变化 100 个频点。

5.3.2 辐射发射测量

在混响室内由 EUT 辐射的功率 P_{rad} 可由下式确定

$$P_{\text{rad}} = \frac{P_{\text{reve}} \eta_{\text{rx}}}{CCF} \quad (\text{W}) \quad (3.7-27)$$

式中： P_{reve} 为参考天线在测量带宽内测得的功率对搅拌步数的平均值，W； η_{rx} 为参考天线效率；CCF 为腔室校准系数。

由式 (3.7-27) 求出的值，可以折算为电场强度

$$E_R = \sqrt{\frac{DP_{\text{rad}} \times 337}{4\pi R}} \quad (\text{V/m}) \quad (3.7-28)$$

式中： E_R 为距离 R 处 EUT 辐射的电场强度，V/m； D 为 EUT 的等效方向性； R 为至 EUT 的距离，m。

目前，辐射发射测试方法与传统场地测试的对比研究尚不多，还需深入研究混响室内部场强大小与开阔试验场或者电波暗室测试场强的等效关系。

混响室电磁辐射和抗干扰检测技术是一项经济有效的电磁兼容检测技术，其应用会越来越广泛，对今后的电磁兼容测试将产生深远的影响。

第8章 电磁骚扰的测量及常用分析仪器

本章首先介绍测量接收机的基本原理和典型参数,然后介绍一些常用的辅助设备;最后还简要介绍了一些在电磁骚扰的频谱特征和网络特征分析方面常用的仪器。

1 测量接收机

测量接收机是典型的频域测量设备,测量结果是信号的频谱。如果将测量接收机的测量数据读出,可以用一个两列的数据表格存放:一列数据是频率值,另一列数据是与频率值相对应的电压值。频率值的单位可以是 Hz、kHz、MHz 或 GHz 等,电压值的单位则既可以是绝对电压值,如 V、mV 或 μV 等,也可以是相对于某一参考电压的分贝值,如 dBV、dBmV 或 dB μV 等。

一个被测信号既可以是像正弦波那样的单频率信号,也可以是像无线电广播某个电台的调幅信号那样的窄带信号。但是,多数情况下测量的目的是获得某一较宽频带内的全部信号频谱,因此就要求测量接收机必须具有较宽的频带范围。一般而言,有两种方法可以将某一频率点 f_m 的电压值得到。一种方法是采用中心频率为 f_m 的带通滤波器将频率点 f_m 的电压信号滤出,然后经过检波器将交流信号变换为直流信号,从而得到频率点 f_m 的电压值。由于对每一个频率点均需要一组带通滤波器和检波器,因此该方法最大的缺点是当频带较宽时需要大量的带通滤波器和检波器。当频率范围一定时,频率分辨率取决于带通滤波器的数量。这种方法一般不适合于要求较宽频带的测量接收机采用。测量接收机通常采用第二种方法,即超外差接收法。基于超外差接收技术的测量接收机的原理如图 3.8-1 所示。

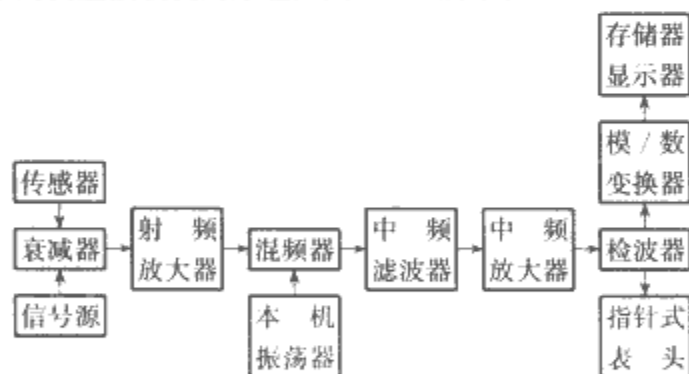


图 3.8-1 测量接收机的原理框图

从功能上来分,测量接收机主要由 4 个子系统组成:

第一个子系统是信号变换与信号调理子系统,由图 3.8-1 中的传感器、衰减器和射频放大器构成。该系统的功能是将被测参量变换调理成一定幅度范围的电压信号。当被测参量是电压信号时,传感器就是电压探头;当被测参量是电流信号时,传感器就是电流探头;当被测参量是空间电磁场信号时,传感器就是场强探头或天线。总之,无论被测参量的形式怎样,经过传感器变换后都变成电压信号并输入到测量接收机。当输入的电压信号较大或较小时,就由测量接收机内部的衰减器和射频放大器对电压信号作调整,即变换量程,以使得进入到后级的电压幅值在一个相对稳定的范围内。

第二个子系统是扫频与频率选择子系统,由图 3.8-1 中

的本机振荡器、混频器、中频滤波器和中频放大器构成。该系统的功能是在被测频带选定后,通过本机振荡器的扫频作用,由混频器和中频滤波器完成对频带内各个频点的选择。设进入混频器的信号电压为 $x(t)$,其频谱为 $X(j\Omega)$ 。来自本机振荡器的正弦波信号 $\cos(\Omega_0 t)$ 在混频器内与 $x(t)$ 相乘后,输出信号的频谱为

$$\int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cos(\Omega_0 t) e^{-j\Omega t} dt = \frac{1}{2} [X(j\Omega + j\Omega_0) + X(j\Omega - j\Omega_0)] \quad (3.8-1)$$

由式 (3.8-1) 可以看出,信号 $x(t)$ 的频谱 $X(j\Omega)$ 被搬移到角频率 $\pm\Omega_0$ 的附近,通常将这种信号处理方法称为频谱搬移技术。该技术为仅用一个带通滤波器就能将被测频带内的各个频点的信号提取出来奠定了基础。这个带通滤波器即图 3.8-1 中的中频滤波器。若被测频带为 $\Omega_1 \sim \Omega_2$,则当中频滤波器的中心角频率选为 Ω_i 时,只需将本机振荡器的角频率 Ω_0 由 $\Omega_i - \Omega_1$ 变化到 $\Omega_i - \Omega_2$,则式 (3.8-1) 中的和频项 $X(j\Omega + j\Omega_0)$ 就依次将被测频带 $\Omega_1 \sim \Omega_2$ 内的各个频点搬移到中心频点 Ω_i 处。对于式 (3.8-1) 中的差频项 $X(j\Omega - j\Omega_0)$,为了分析方便,通常利用实函数频谱的共轭对称性将其表示为 $X(j\Omega_0 - j\Omega)$,这样当本机振荡器的角频率 Ω_0 由 $\Omega_i + \Omega_1$ 变化到 $\Omega_i + \Omega_2$ 时,差频项 $X(j\Omega_0 - j\Omega)$ 依次将被测频带 $\Omega_1 \sim \Omega_2$ 内的各个频点搬移到中心频点 Ω_i 处。实用中一般仅利用差频项完成对被测频带的扫描选频,这一方法被称为超外差接收技术。

第三个子系统是检波子系统,由图 3.8-1 中的检波器构成。该系统的功能是对经过放大后的中频信号进行检波,获得被测频点的幅值信息。

第四个子系统是存储与显示子系统,由图 3.8-1 中的模/数变换器、存储器、显示器和指针式表头构成。其功能是完成对信号幅值的模/数变换与存储,以及测量结果的数字式显示或指针式指示。

图 3.8-1 中的信号源被集成在测量接收机的内部,主要用来对测量接收机的增益特性进行校准,以保证测量结果的准确性。通常,测量接收机还安装有扬声器,用以播放经解调输出的音频信号。这在区分某些频段的无线电广播与环境电磁骚扰方面十分有用。

为了规范测量接收机的生产和使用,以便保证测量结果的可信度和可重复性,国际无线电干扰特别委员会 CISPR 出版的标准 CISPR16-1《无线电干扰和抗扰度测量设备和测量方法规范 第一部分无线电干扰和抗扰度测量设备》规定了测量接收机应当具有的电气特性及其技术指标。下面结合 CISPR16-1 的内容介绍测量接收机的电气特性。

1.1 频率特性

频率特性指测量接收机总的工作频带范围。现代测量接收机的工作频带范围都涵盖 9kHz~1GHz 的标准频段。CISPR16 标准还将这一频带范围划分为 A、B、C、D 四个频段:A 频段 9~150kHz, B 频段 150kHz~30MHz, C 频段 30~300MHz, D 频段 300MHz~1GHz。

1.2 检波特性

按照 CISPR16-1 的规定，测量接收机应当具有 4 种检波方式，即峰值检波、准峰值检波、平均值检波和有效值检波。检波方式主要取决于检波器的充、放电时间常数。检波器的充电时间常数定义为从恒定正弦波电压加到检波器的输入端瞬间起，到检波器输出电压达到其终值的 63% 止经历的时间。检波器的放电时间常数定义为从移去加在检波器输入端的恒定正弦波电压瞬间起，到检波器输出电压降至其初始值的 37% 止经历的时间。CISPR16-1 对峰值检波方式规定了放电/充电时间常数的比值：A 频段不小于 1.89×10^4 ，B 频段不小于 1.25×10^6 ，C 频段和 D 频段不小于 1.67×10^7 。可见充电时间常数远小于放电时间常数，这有利于检波器及时跟踪并稳定保持骚扰电压包络的变化。因此峰值检波方式主要用于检测骚扰信号包络的最大值。准峰值检波方式的充电时间常数比峰值检波方式略大，而放电时间常数则比峰值检波方式小，因此通常准峰值检波的输出电压不能达到输入中频信号的峰值，是比峰值小的“准峰值”。两种检波方式对同一骚扰电压测量的读数差值主要取决于包络的变化规律。准峰值检波方式接近人耳对声音噪声强度的响应特性，尤其是人耳对重复性脉冲噪声的感觉，即响应不仅与脉冲噪声的强度有关，而且与脉冲噪声的重复频率有关。CISPR16-1 标准规定的准峰值检波的充电/放电时间常数为 A 频段 45/500ms，B 频段 1/160ms，C 频段和 D 频段 1/550ms。该标准对平均值检波和有效值检波方式的充电/放电时间常数没有规定。平均值检波的结果是输入电压包络的平均值，有效值检波的结果则是输入电压包络的均方根值。

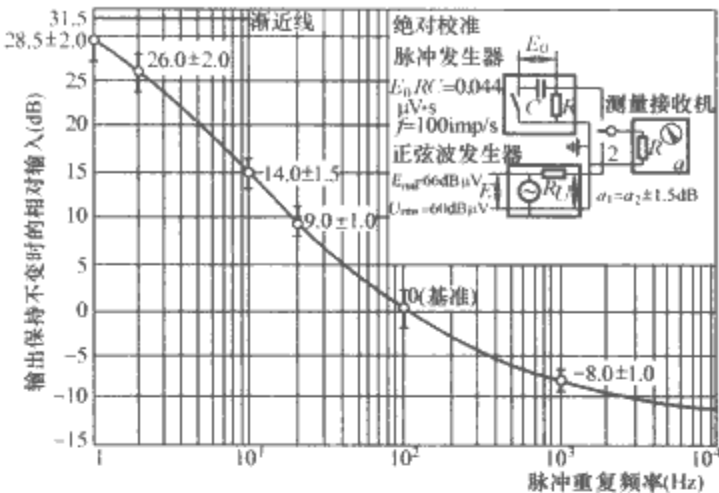
1.3 脉冲特性

由于在宽频带的电磁骚扰中，以脉冲形式出现的情况很多，因此必须对测量接收机的脉冲特性作严格规定，以便统一对该类信号的测量结果。测量接收机的脉冲响应包括脉冲幅值关系和脉冲频率关系。从校准的观点看，前者又称为绝对脉冲特性，是指测量接收机在所有调谐频率上对给定的基准试验脉冲的响应与调谐频率上对未调制正弦信号的响应相等，误差不得超过 $\pm 1.5\text{dB}$ 。校准时脉冲发生器和正弦信号发生器的源阻抗均为 50Ω 。正弦信号发生器的开路电压为有效值 2mV 。准峰值检波方式下测量接收机的基准试验脉冲的特性见表 3.8-1。表中脉冲强度定义为某一脉冲电压对时间积分的面积。

表 3.8-1 准峰值检波方式下测量接收机基准试验脉冲的特性

| 频率范围 | 脉冲强度 ($\mu\text{V} \cdot \text{s}$) | 均匀频谱最小上限 (MHz) | 重复频率 (Hz) |
|-------------|--|-------------------|--------------|
| 9~150kHz | 13.5 | 0.15 | 25 |
| 0.15~30MHz | 0.316 | 30 | 100 |
| 30~300MHz | 0.044 | 300 | 100 |
| 300~1000MHz | 0.044 | 1000 | 100 |

后者脉冲频率关系又称为相对脉冲特性，是指保持测量接收机的指示值不变时，输入脉冲的幅值与其重复频率的关系。CISPR16-1 以关系曲线的形式为每一个频段规定了明确的脉冲频率关系。图 3.8-2 表示准峰值检波方式下 C、D 频段的脉冲频率关系。



1.5 过载特性

仪器的过载是指由于被测信号的幅值太大,超过了仪器的线性工作范围,使得测量示值不能正确反映被测信号的实际值的现象。对于测量接收机而言,由于被测脉冲噪声的脉冲尖峰可能比平均电平高出很多,因此对测量接收机的过载特性提出了很高的要求。

测量接收机的过载特性是由过载系数衡量的。过载系数定义为电路的稳态响应离开理想线性不超过 1dB 时的最高电平与指示器满刻度偏转指示所对应电平的比值。对于准峰值检波方式,过载系数分为检波前和检波后两部分。检波前过载系数反映了从接收机输入端至检波器前电路的过载特性。检波后过载系数则反映了从检波器输出端至接收机指示之间电路的过载特性。CISPR16-1 规定的准峰值检波方式的检波前/检波后过载系数为: A 频段 24/6dB, B 频段 30/12dB, C 频段和 D 频段 43.5/6dB。其他 3 种检波方式则只给出了检波前过载系数的要求。

1.6 其他特性

测量接收机是电磁兼容测试设备中最为复杂的设备。对它的特性的描述涉及诸多方面,除了上述的 5 大特性外,还有以下一些特性:

(1) 阻抗特性。要求测量接收机在全频段内输入阻抗应为 50Ω,由于阻抗不匹配引入的电压驻波比不得超过 2.0。

(2) 误差特性。以对正弦波电压的测量精确度给出,规定当施加 50Ω 源阻抗的正弦波电压时,正弦波电压的测量精确度应当优于 ±2dB。

(3) 中频抑制特性。当测量接收机的指示保持不变时,输入的中频正弦波电压与调谐频率的正弦波电压之比(中频抑制比)不得小于 40dB。

(4) 镜频抑制特性。由前面测量接收机的超外差接收原理可知,混频器的输出中既包含本机振荡器频率与输入信号频率的差频项,又包含它们的和频项。在差频项的频率落入中频滤波器的通带内的同时,必定还有一些频率成分与本机振荡器频率之和也进入中频滤波器的通带内,这些频率成分称为“镜像频率”。这些镜像频率是影响测量准确度的不利因素,需要加以抑制。CISPR16-1 规定当指示保持不变时,输入镜像频率的正弦波电压与调谐频率的正弦波电压之比(镜频抑制比)不得小于 40dB。

(5) 屏蔽特性。它是指测量接收机在承受所处电磁环境中的干扰时性能不降低的特性。CISPR16-1 对屏蔽特性的要求是:在 3V/m 的电磁环境内,在 9kHz~1GHz 的频率范围内的任一频点上,接收机规定的指示范围的最大值和最小值所产生的误差不得大于 1dB。

除了上述技术特性外,CISPR16-1 还对乱真信号影响、互调效应影响、随机噪声影响和接收机输出端口端接阻抗的影响等多方面的特性进行了规定。

2 人工电源网络

为了测量被试设备(EUT)工作时向供电电源网络发射的电磁骚扰量,需要一个具备下列功能的特殊设备:

(1) 将 EUT 的骚扰耦合进测量接收机的输入端,同时阻止供电电压信号进入接收机的输入端。

(2) 阻止 EUT 的骚扰进入供电电源网络,同时也阻止供电电源网络的骚扰进入测量接收机的输入端。

(3) 在被测频率范围内为 EUT 的电磁骚扰提供一个稳

定的阻抗。

这个特殊设备就是人工电源网络(Artificial Mains Networks),又称为线路阻抗稳定网络(LISN-Line Impedance Stabilization Network)。人工电源网络有两种基本类型:用于测量共模电压的 V 型网络和用于测量差模电压的 Δ 型网络。对于不同的测量频段,人工电源网络的电路结构和元件参数有所不同。图 3.8-4 为用于 A 频段(9~150kHz)测量的 V 型网络的电路原理图。图中,各元件的参数值为 $R_1 = 5\Omega$, $R_2 = 10\Omega$, $R_3 = 1000\Omega$, $R_4 = 50\Omega$, $C_1 = 8\mu\text{F}$, $C_2 = 4\mu\text{F}$, $C_3 = 0.25\mu\text{F}$, $L_1 = 50\mu\text{H}$, $L_2 = 250\mu\text{H}$ 。测量接收机的输入阻抗 $Z_i = 50\Omega$ 。图 3.8-4 中的 C_3 用以实现上述的第(1)个功能: C_3 在高频时容抗很小,来自 EUT 的高频骚扰电流很容易通过它进入测量接收机端;在低频时容抗很大,来自供电电源网络的工频电流被阻挡不能到达测量接收机输入端。由 L_2 、 C_2 和 R_2 组成的低通滤波器对于来自于供电电源网络的工频电压阻碍作用很小,而对电源网络上的高频骚扰电压的阻碍作用很大,从而隔绝了供电电源网络与 EUT 的高频通道,实现了第(2)个功能。对于 EUT 的共模骚扰电压而言,无论是相线(L)对地(E)还是中性线(N)对地,看到的输出阻抗均主要由 Z_i 、 L_1 、 C_1 和 R_1 构成,其中又以 Z_i 、 L_1 和 R_1 的作用为主,因此把图 3.8-4 所示的网络记为 50Ω/50μH+5Ω 的 V 型人工电源网络。这一阻抗正是第(3)个功能中的稳定阻抗。需要指出,由于实际供电网络负载的多样性和不确定性,高频电磁骚扰看到的输出阻抗不一定等效为 50Ω/50μH+5Ω 网络,因此会存在一些测量误差。但是从测量的角度看,稳定的阻抗网络为 EUT 提供了统一的负载,这就消除了负载变化对测量结果的影响,保证了测量结果的一致性。

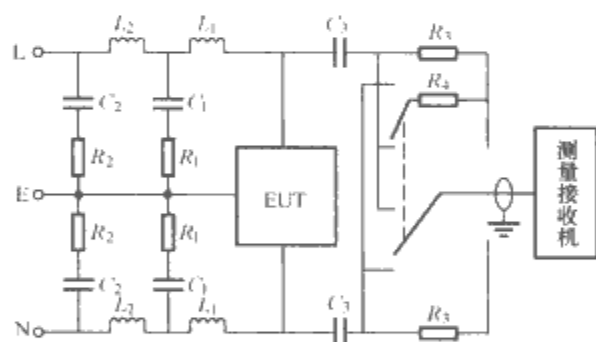


图 3.8-4 A 频段 V 型网络的电路原理图

通过设置图 3.8-4 中联动开关的位置,可以分别测量相线对地和中性线对地的共模骚扰电压,但是不能直接测量相线对中性线的差模骚扰电压。为了实现这一功能,CISPR16.1 推荐采用 Δ 型的人工电源网络。图 3.8-5 为一个 150Ω 的 Δ 型人工电源网络的电路原理图。图中,各元件的参数值为 $R_1 = R_2 = 120\Omega$, $R_3 = R_5 = 150\Omega$, $R_4 = 390\Omega$, $R_6 = R_7 = 270\Omega$, $R_8 = R_9 = 22\Omega$, $R_{10} = R_{11} = 110\Omega$, $R_{12} = 50\Omega$, $C_1 = C_2 = 0.1\mu\text{F}$; L 和 C 选择能够达到规定阻抗的适当的值。测量接收机的输入阻抗 $Z_i = 50\Omega$ 。当图 3.8-5 中的联动

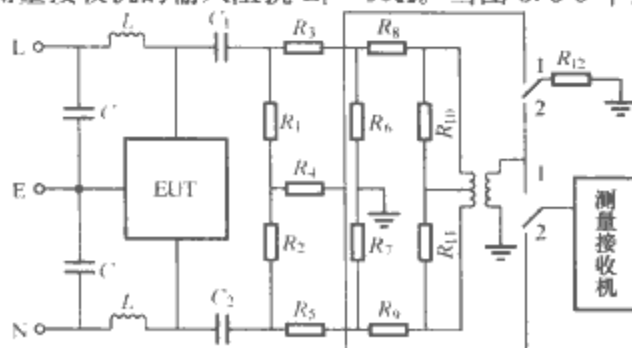


图 3.8-5 150Ω 的 Δ 型网络的电路原理图

开关在“1”位置时,测量接收机的输入电压即为相线对中性线的差模骚扰电压。这一功能的实现是由一个高频变压器完成的。当联动开关在“2”位置时,测量接收机的输入电压为共模电压。

人工电源网络的技术参数主要有:

(1) 电流负载能力,指人工电源网络的最大连续工作电流和最大允许峰值电流。

(2) 串联电压降,指由于人工电源网络的使用引起的被试品电源电压的下降量。CISPR16-1 规定当流经受试设备的连续电流达到最大时,施加到受试设备上的电压不得小于人工电源网络电源端电压的 95%。

(3) 隔离损耗,指人工电源网络对来自供电电源端高频骚扰的隔离能力。如果隔离能力不能达到要求,就需要在供电电源端和人工电源网络之间加入低通滤波器。

3 电压探头与电流探头

由图 3.8-4 和图 3.8-5 的原理图可以看出,人工电源网络适用于测量电气设备工作时向其供电网络上发射的电磁骚扰。当需要直接测量实际供电网络上某点的电磁骚扰时,则要用到电压探头和电流探头。

3.1 电压探头

图 3.8-6 是 CISPR16-1 标准推荐采用的电压探头的原理图。图中,测量接收机的输入电阻为 R ,分压电阻的阻值为 $(1500-R)\Omega$ 。电容器的作用主要是隔离直流,同时对低频的电源电压呈现较大的阻抗,而对高频骚扰电压则呈现很小的阻抗。电感器主要起保护作用,由于在低频时其感抗很小,因此当电容器击穿时,来自被测线路的直流和工频电流可以由电感器分流。在高频时电感器呈现较大的感抗,分流作用很小。这样在忽略电容器的容抗和电感器的感抗后,被测线路的高频骚扰电压 U 与测量接收机的测量电压 U_r 之间的关系为

$$U = \frac{1500}{R} U_r \quad (3.8-4)$$

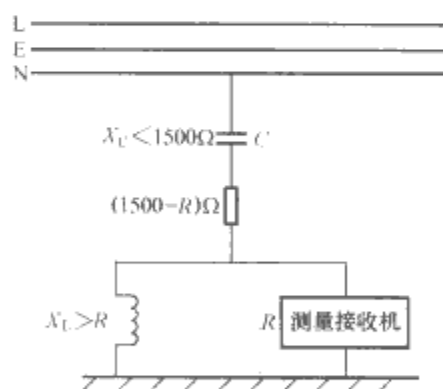


图 3.8-6 电压探头原理图

如果需要测量不同电压等级的供电线路上的高频骚扰电压,可以通过改变分压电阻的大小来调整插入损耗,同时避免测量接收机的输入电压超过限值。根据 CISPR16-1 标准的规定,电压探头的插入损耗应当在 9kHz~30MHz 的频率范围内的 50Ω 系统中校准。在使用电压探头时应当注意以下 3 点:

(1) 如果采用保护措施,那么保护装置对测量精度的影响不能超过 1dB,否则应当予以校准。

(2) 在使用时,要确保被测骚扰电平远大于环境噪声电平,否则测量就没有意义。

(3) 为了降低环境磁场的影响,连接电压探头的导线、

被测电源线和参考地之间形成的环应当尽可能小。

3.2 电流探头

电流探头用以测量供电线路或其他线路上的骚扰电流。为了能够在不断开被测线路的情况下实现电流的测量,电流探头均采用卡钳式结构。其原理与电流互感器相同,被测线路为单匝的一次绕组,而将缠绕在一个可分合的磁心上的多匝导线作为二次绕组。为了保证足够宽的频率响应范围,二次绕组的匝数不宜过多,典型的匝数为 7~8 匝。磁心材料的选取则因工作频带的不同而不同:100kHz 以下采用硅钢铁心,100kHz~400MHz 采用铁氧体材料,200MHz~1GHz 为空心结构。

描述电流探头特性的最重要的参数是传输阻抗 Z_T ,也称为转移阻抗,定义为测量接收机测量电压 U_r 与被测骚扰电流 I 的比值,即 $Z_T = U_r / I$ 。如果采用对数表示,则为 $Z_T(\text{dB}\Omega) = U_r(\text{dBV}) - I(\text{dBA})$ 。这样在已知传输阻抗的情况下,被测电流可以由测量电压与传输阻抗相减得到: $I(\text{dBA}) = U_r(\text{dBV}) - Z_T(\text{dB}\Omega)$ 。为了计算方便,通常将传输阻抗的倒数定义为传输导纳 Y_T ,从而可以由加法运算得到被测电流: $I(\text{dBA}) = U_r(\text{dBV}) + Y_T(\text{dBS})$ 。

图 3.8-7 为电流探头等效电路图,图中 C 为等效二级分布电容,由该图可以得到传输阻抗的表达式。设一次绕组的电感为 L ,则可以推导出

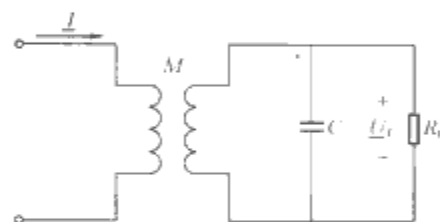


图 3.8-7 电流探头等效电路图

$$Z_T = \frac{j\omega M}{1 - \omega^2 LC + j\frac{\omega L}{R_r}} \quad (3.8-5)$$

在中频段, $\omega^2 LC \approx 1$, 则式 (3.8-5) 简化为

$$Z_T = \frac{MR_r}{L} \quad (3.8-6)$$

在低频段, $\omega^2 LC \ll 1$, 则式 (3.8-5) 简化为

$$Z_T = \frac{j\omega M}{1 + j\frac{\omega L}{R_r}} \quad (3.8-7)$$

在高频段, $\omega^2 LC \gg 1$, 则式 (3.8-5) 简化为

$$Z_T = \frac{j\omega M}{-\omega^2 LC + j\frac{\omega L}{R_r}} \quad (3.8-8)$$

从上述各式可以看出,只有在中频段,传输阻抗 Z_T 才与频率无关,从而构成频率响应平坦的测量频段。进一步分析表明,当二次绕组的匝数和结构一定时,二次分布电容 C 基本不变,影响近似条件 $\omega^2 LC \approx 1$ 的因素主要是电感 L 。而此时二次绕组的匝数和结构一定,因此电感 L 的数值主要取决于所使用的铁心材料的特性。这就是上述不同测量频段的电流探头需要使用不同铁心材料的原因。

对电流探头技术特性的要求主要有以下几个方面:

(1) 传输阻抗的频率响应。满足式 (3.8-6) 近似关系的频率构成电流探头的线性频率范围,典型探头的线性频率范围为:100kHz~100MHz、100~300MHz 和 300MHz~1GHz。传输阻抗在线性频率范围的值为 0.1~5Ω。

(2) 插入阻抗。由于电流探头由二次侧阻抗反射到一次侧的输入阻抗对于一次侧电路而言为串联阻抗, 因此称为插入阻抗。插入阻抗改变了一次侧电路的电气参数, 从而改变了被测电流的大小, 带来测量中的引入效应。特别是当一次侧电路自身的输出阻抗很低时, 该效应将更加明显。一般规定插入阻抗不大于 1Ω 。

(3) 磁饱和特性。当一次侧线路的工作电流增大时, 可能引起电流探头的磁饱和, 因此通常规定误差不超过 1dB 时一次侧线路的最大直流或最大交流电源的电流限值。

(4) 屏蔽特性。电流探头在工作时, 其二次绕组可能受到空间电场和磁场的影响。通常将二次绕组及其铁心置于一个高电导率的屏蔽盒内, 以实现对外电场的屏蔽。关于外磁场的影响, 规定当载流导体从探头孔径内移至探头外附近时, 测量值应至少减少 40dB 。

除了上述 4 个特性外, 通常还结合电流探头的使用特点, 作出相应的规定。比如规定电流探头的孔径应当足够大, 以便放置被测线路。而当被测线路在电流探头内放置时, 因位置的不同带来的误差: 在 30MHz 以下应当小于 1dB , 在 $30\text{MHz}\sim 1\text{GHz}$ 范围内应当小于 2.5dB 。又如, 规定在电流探头外壳与被

测线路之间的分布电容应当小于 25pF 等。

4 功率吸收钳

在高频段, 电气设备的电源线和其他引线的尺寸与信号波长相当, 这些载流线将表现出明显的天线效应, 从而向周围空间辐射电磁波。对于特定的频率, 一定结构的载流线辐射电磁波的能量主要取决于线上共模电流的大小。直接采用电流探头测量这一共模电流将会因为共模阻抗的不确定性而带来较大的误差。功率吸收钳通过具有功率吸收功能的铁氧体材料为共模电流提供了稳定的阻抗而抑制了测量的不确定性。其结构如图 3.8-8 所示, 图中 A 为受试设备, B 为受试设备与受试引线的连接端, B' 为受试引线与其他设备的连接端, C 为电流变换器, D 和 E 为功率吸收体, F 为与测量接收机相连的同轴电缆。其中, 电流变换器的工作原理与电流探头相同, 用以测量被测引线的共模电流。D 和 E 由铁氧体材料制成, 对射频磁场具有很强的吸收作用, 同时为共模电流提供了稳定的阻抗。D 和 E 的作用部位不同, D 是被测引线射频磁场的吸收体, E 则是减小来自电流变换器到测量接收机的同轴电缆上的共模电流。

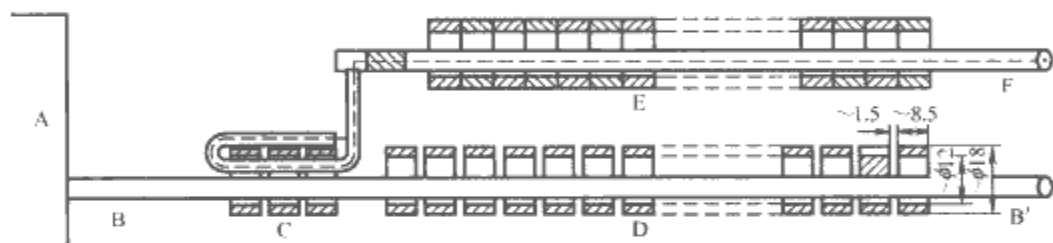


图 3.8-8 功率吸收钳结构示意图

功率吸收钳的工作频率范围为 $30\text{MHz}\sim 1\text{GHz}$ 。在使用前, 要在工作频率范围内进行校准, 以便获得其插入损耗, 用以对测量结果进行修正。功率吸收钳的校准布置图如图 3.8-9 所示, 图中 W 为校准线, C 为电流变换器, D 和 E 为功率吸收体, F 为附加的吸收钳, C1 为用于连接校准线 W 和衰减器的贯通的同轴连接器, C2 为连接到吸收钳内部同轴电缆的同轴连接器, C3 为连接接收机同轴电缆与 C2 配套使用的同轴连接器, a 为连接吸收钳和接收机的同轴电缆, b 为连接信号发生器和衰减器的同轴电缆, Att 为衰减器, C'1、C'3、a'、b'、Att' 分别为虚线连接时相应的部件, Fb 为内有多个铁氧体吸收环的套筒。

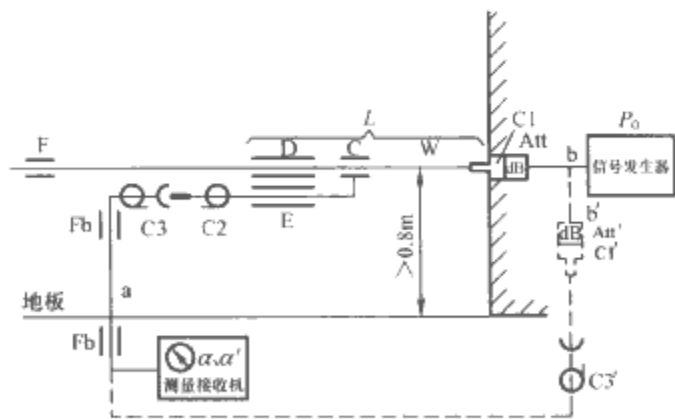


图 3.8-9 功率吸收钳的校准布置图

所谓校准, 就是测量同轴连接器 C1 和 C2 之间的吸收钳和导线装置的插入损耗。校准的步骤如下:

(1) 按照图 3.8-9 的实线连接电路, 将吸收钳沿着校准线移动, 从屏蔽壁开始到半波长点位置, 记下测量接收机的最大指示 α 。

(2) 保持信号发生器的输出电平不变, 再将电路按照虚

线连接, 记下测量接收机的指示 α' 。

(3) 计算插入损耗 $L = \alpha' - \alpha$ 。

(4) 改变信号发生器的频率, 重复上述步骤, 依次得到工作频率范围内各个频率点上的插入损耗 L 。

正常情况下, 吸收钳的插入损耗 L 应当在 $14\sim 22\text{dB}$ 之间。插入损耗 L 与测量接收机的测量功率值 P_r 相加即可得到被测骚扰功率 P_d 。对于具有 50Ω 输入阻抗的测量接收机而言, 测量功率值 P_r 可以由测量电压值 U_r 计算得到

$$P_r = 10\lg\left(\frac{U_r^2}{50}\right) = 20\lg U_r - 17 \quad (3.8-9)$$

测量电压值 U_r 的单位一般为 μV , 则其对数值单位为 $\text{dB}\mu\text{V}$, 此时 P_r 的对数值单位为 dBpW 。被测骚扰功率 P_d 可以由下式计算得到

$$P_d = P_r + L = 20\lg U_r + L - 17 = 20\lg U_r + \Delta \quad (3.8-10)$$

式中: $\Delta = L - 17$, 称为修正因子。

对功率吸收钳的使用规定了一些特性要求, 参考校准图 3.8-9, 在所有频率点上, 其输出功率相对于来自信号发生器的输入功率无明显谐振, 并且在任一频率点上, 电源频率电流大于 25A 的范围内, 输出功率波动小于 2% 。对功率吸收钳的阻抗特性也有相应的规定, 功率吸收钳的阻抗可以利用阻抗分析仪替代校准图 3.8-9 中的信号发生器和衰减器对其进行测量, 规定测量结果应当介于 $100\sim 250\Omega$ 之间, 而且电抗成分不得大于 20% 。

5 常用天线

当电气设备的尺寸与信号波长相当时, 不仅其外接线路, 而且其外壳本身也将向周围空间辐射电磁波。为了将空间电磁场变换为测量接收机能够测量的电压信号, 需要用到

天线。天线的种类繁多,但在无线电干扰测量方面,已经基本达成了共识,根据测量频段的不同,选用的天线已经基本标准化。

5.1 天线的共同特性

在介绍各类天线之前,首先介绍天线的一些共同特性:

(1) 天线系数 AF 。对于接收天线而言,天线系数即接收点的场强与该场强在天线输出端生成的电压之比,即 $AF=E/U$ 。天线系数可以在校准场地测量得到,一旦得到天线系数,就可以将其与测量接收机的测量电压相乘,并补偿天线输出端至测量接收机输入端连接电缆的衰减后得到被测场强值。

(2) 极化特性。电磁波中的电场分量决定了波的极化方向。在用天线测量电磁波时,天线感应体的放置方向与电场矢量方向的夹角直接影响感应电压的大小。实际应用中,一般取天线的垂直和水平两个极化方向进行测量。

(3) 方向性。天线的方向性表现为当天线在水平面旋转时,其感应电压随旋转角度变化的特性。方向性表示天线集中辐射能量的程度,常用方向性系数来表示。对于发射天线而言,方向性系数定义为在产生相等电场强度的前提下,无方向性的点源天线的辐射功率与某天线的总辐射功率的比值,即 $D = P_0/P$ 。若将天线转换输入功率的效率 η 考虑在内,则有天线增益 $G = \eta D$,其物理含义是在产生相等电场强度的前提下,点源天线需要的输入功率与某实际天线需要的输入功率比值。当天线固定时,常用方向图描述天线的方向性。天线的方向图是用极坐标形式表示的不同角度下天线方向性的相对值。

(4) 天线的电压驻波比 $VSWR$ 。天线感应的电压需要经由电缆传给测量接收机,当天线的输入阻抗与电缆的特性阻抗不匹配时,将在电缆上产生驻波。失配的程度由电压驻波比衡量,定义为驻波波腹值与波节值的比值,当已知反射系数 ρ 时,其值为

$$VSWR = \frac{1+\rho}{1-\rho} \quad (3.8-11)$$

5.2 各测量频段的常用天线

根据天线的互易性,上述由发射天线引出的参数定义同样适用于接收天线。在电磁兼容测量领域中用于无线电骚扰测量的天线型式主要取决于测量频段。下面按照测量频段的不同,介绍常用的天线。

(1) 9~150kHz 频段。该频段的电磁骚扰主要是磁场分量,因此通常采用带电屏蔽的环形天线,或采用合适的铁氧体磁棒天线。对该类天线的平衡性有一定的要求:当天线在均匀场内旋转时,垂直于极化方向的电平应当至少比平行于极化方向的电平低 20dB。

(2) 150kHz~30MHz 频段。该频段的电磁骚扰既有电场分量又有磁场分量,测量磁场分量也是采用带电屏蔽的环形天线,对天线平衡性的要求与(1)相同。测量电场分量则采用非平衡的鞭状天线,鞭状天线的底部通常安装有接地金属板。

(3) 30~300MHz 频段。对该频段电磁骚扰的测量一般容易满足远场条件,电磁波的电场分量与磁场分量具有固定的波阻抗关系。该频段的标准天线是双锥天线,它是宽带天线的一种,天线的增益在整个频段内均较高。此外,平衡偶极子天线也是这一频段的标准天线,规定当频率等于或高于 80MHz 时,天线的长度应为谐振长度。频率低于或等于

80MHz 时,天线的长度应为 80MHz 时谐振长度。应当采用一个平衡-不平衡变换器,以使天线与测量接收机的馈线相匹配。在该频段对天线平衡性的要求与(1)相同。

(4) 300MHz~1GHz 频段。该频段的标准天线是对数周期天线,它具有增益高、驻波比低、频带宽等特点。性能参数为:天线增益 0~6dB,驻波比小于 1.5,频带范围可达 80MHz~1GHz,连续波功率 50W,阻抗 50Ω。也可以采用偶极子天线,但是由于该频段对应的偶极子天线尺寸较小,因此通常天线的灵敏度较低。

(5) 100MHz~10GHz 频段。该频段电磁骚扰的测量采用螺旋天线,它既可以测量线极化波,又可以测量圆极化波。性能参数为:天线增益约 4dB,驻波比 1.6~1.9,频带范围可达 80MHz~1GHz,连续波功率 50W,阻抗 50Ω。该天线的尺寸较小:200MHz~1GHz 时长度为 81cm,1~10GHz 时长度为 38cm。

(6) 200MHz~40GHz 频段。该频段电磁骚扰的测量通常采用喇叭天线,它具有增益高、方向性强和均匀度好等特点。其驻波比约为 1.5,连续波功率 50~800W,阻抗 50Ω。

图 3.8-10 给出了上述各类天线的图片。

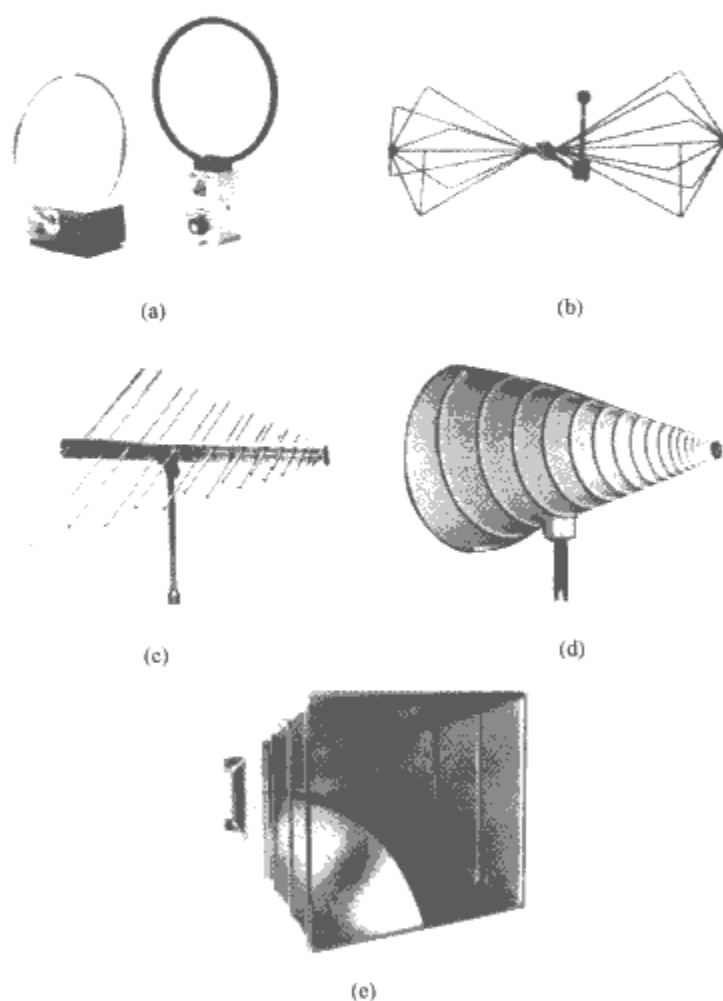


图 3.8-10 各类天线的图片

(a) 环形天线; (b) 双锥天线; (c) 对数周期天线;
(d) 螺旋天线; (e) 喇叭天线

6 其他常用测量仪器

在电磁骚扰的测量和分析方面,除了前述的测量接收机及其辅助设备之外,还有一些其他常用测量仪器。它们或者是某种功能的替代,或者是某种功能的补充。下面简要介绍几种与电磁骚扰的测量和分析有关的常用仪器。

6.1 频谱分析仪

频谱分析仪是一种通用仪器,与测量接收机一样,它也是一种频域测量仪器。根据工作原理的不同,频谱分析仪可

以划分为许多种类,主要有挡级滤波器式频谱分析仪、扫描式频谱分析仪、外差式频谱分析仪、并行滤波式实时频谱分析仪、数字滤波式实时频谱分析仪、时间压缩式实时频谱分析仪、FFT 频谱分析仪、采用数字中频的外差式频谱分析仪等。采用数字技术的频谱分析仪由于受到采样率和存储量的影响,通常频带较窄。在高频段仍然采用模拟技术,其中使用最广泛的是外差式频谱分析仪。它的工作原理与测量接收机十分相似,同样可以由图 3.8-1 的原理框图描述。在对测量结果的显示方面,频谱分析仪一般采用 CRT 或液晶技术显示被测信号的幅频和相频特性曲线。

频谱分析仪的技术特性主要有频率特性、幅度特性和扫描特性。频率特性主要包括频率范围和频率分辨率两项指标。现代的频谱分析仪覆盖了从直流到几十吉赫的频率范围,涵盖了电磁骚扰测量的所有频段。频率分辨率取决于中频滤波器的带宽,可以根据需要设定。频率分辨率有静态和动态之分,静态频率分辨率是指本机振荡器扫描停止时中频滤波器的实际带宽,动态频率分辨率是指本机振荡器扫描进行中频滤波器的等效带宽。该等效带宽在扫描速度较快时明显大于实际带宽,即动态频率分辨率低于静态频率分辨率。幅度特性主要包括检波方式、动态范围和灵敏度。频谱分析仪一般具有峰值检波和有效值检波两种检波方式。其动态范围是指最大可测信号电平与最小可测信号电平之差。灵敏度定义为最小可分析的信号电平,通常指信噪比为 1 (或 0dB) 时的输入信号功率。采用较窄的中频滤波器可以获得更高的灵敏度,一般灵敏度是在最窄带宽下定义的。频谱分析仪的扫描特性是指其扫频宽度和分析时间。两者之比即为扫频速度 F_N ,它与仪器的动态分辨率有关。扫频速度 F_N 与扫频宽度 F_s 、分析时间 T_s 和中频带宽 B 的关系为

$$F_N = F_s / T_s B^2$$

频谱分析仪被广泛应用在 EMI 测量的论证测试阶段。但是在认证测试中它仍然不能替代测量接收机,其原因来自于两者的不同:

(1) 检波方式及中频带宽。一般频谱分析仪不具有准峰值检波方式,无法直接得到准峰值检波结果。频谱分析仪一般不具有 B 频段 9kHz 中频带宽的设定功能,在该频段只能设定较为接近的 10kHz 中频带宽。

(2) 脉冲响应特性。测量接收机具有严格校准的脉冲响应特性,使得其可以应用于脉冲骚扰的测量。频谱分析仪的脉冲响应特性则没有严格规定。

(3) 频率预选功能。频谱分析仪一般不具有频率预选功能。

在应用频谱分析仪进行 EMI 测量的论证测试时,为了将测量结果与准峰值的限值进行比较,需要对峰值检波结果进行校正。校正分为两步:①峰值检波到准峰值检波的校正,校正因子记为 F_d ;②中频带宽的校正,如对于 B 频段而言,即是 10kHz 的中频带宽校正为 9kHz,校正因子为 $F_b = 20 \lg(10/9) = 1\text{dB}$ 。B 频段总的校正因子为 $F_t = F_d + F_b$ 。

6.2 数字存储示波器

数字存储示波器是一种通用的时域测量仪器,能够观察和记录被测信号的幅度随时间变化的历程。有许多的电磁骚扰在时域是瞬态的波形,电磁兼容领域对瞬态的定义是:在相邻稳定状态之间变化的物理量或物理现象,其变化时间小于所关注的时间尺度,诸如由雷电、静电放电和电气设备的开关操作等引起的电磁骚扰均为瞬态形式。前述的频域测量

仪器,如测量接收机和外差式频谱分析仪由于需要扫描过程,因此无法测量分析该类电磁骚扰。数字存储示波器则可以记录瞬态电磁骚扰的时域波形,还可以进一步利用 FFT 技术分析信号的频谱。

图 3.8-11 为数字存储示波器的原理框图,其核心是由 A/D 变换器、触发电路和时钟电路组成的具有触发功能的数据采集系统。除此之外,预调整电路内含衰减器和放大器,将输入信号调理到 A/D 变换器工作范围内。为了消除频谱混叠现象,预调整电路内通常还含有抗混叠滤波器。数据处理单元可以对存储装置内的数据进行计算分析,得到信号的峰峰值和持续时间等信息。信号波形通过 CRT 或液晶显示在屏幕上。现代数字存储示波器还具有磁盘驱动器、USB 接口或 RS232 等接口,通过它们可以将测量数据拷贝到计算机上。

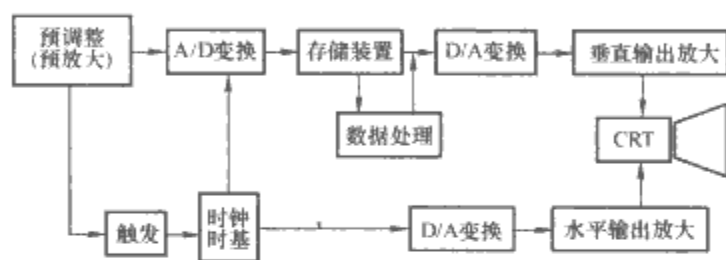


图 3.8-11 数字存储示波器的原理框图

采用数字存储示波器观察和记录电磁骚扰波形的效果取决于其技术特性:

(1) 采样率,是指每秒钟采样点的个数,单位为 kS/s 或 MS/s,由于在数值上等于采样时钟脉冲的频率,因此也可以采用 Hz 作为单位。根据采样定理,采样率应当设定为被测信号最高频率成分的 2 倍以上。

(2) 模拟带宽,是指数字存储示波器能够分析信号的频带宽度。它受到预调整电路频带宽度的限制,并与最高采样率有关,通常最高采样率在模拟带宽的 2.5 倍以上。

(3) 分辨率,包括时间分辨率和幅度分辨率。时间分辨率是指对于信号波形时间过程的分辨能力,数值上是采样率的倒数,即采样间隔。幅度分辨率是指对于信号波形幅度变化的分辨能力,通常由 A/D 变换器的比特 (bit) 位数衡量,一般为 8bit,也有 10bit、12bit 或更高位数。

(4) 存储深度,是指在单次采集过程中能够存储的数据点数,单位为 kB 或 MB。存储深度与采样间隔的乘积即为记录时间。

6.3 网络分析仪

网络分析仪是频域测量仪器,用来确定某一元件或电路网络在一定频率范围内的网络参数或传输特性。传导干扰的形成是骚扰源通过一定的电路网络对敏感者实现的。这里的电路网络可以是放大器、衰减器、滤波器和形式多样的耦合网络。利用网络分析仪可以测量这些电路网络的频率特性,从而分析电磁骚扰的传播规律,改进电磁兼容设计。因此,网络分析仪在电磁干扰的分析以及抑制网络设计方面具有广泛的应用。

现代网络分析仪的频带范围通常很宽,在频率很高时,引线的传输线效应逐步明显,需要采用分布参数来描述。如果采用 Z 参数或 Y 参数通常要求被测网络开路或短路,一方面,频率很高时开路或短路不易实现,另一方面,被测网络在开路或短路时可能无法正常工作。因此,现代网络分析仪在测量时均采用 s 参数。如图 3.8-12 所示,描述二端口的散射参数线性方程为

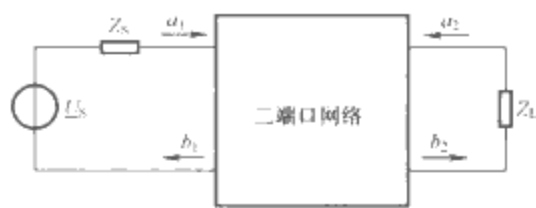


图 3.8-12 二端口网络

$$\begin{aligned} b_1 &= s_{11} a_1 + s_{12} a_2 \\ b_2 &= s_{21} a_1 + s_{22} a_2 \end{aligned} \tag{3.8-12}$$

自变量 a_1 、 a_2 为归一化的入射电压

$$a_1 = \frac{U_1 + I_1 Z_0}{2 \sqrt{Z_0}}, a_2 = \frac{U_2 + I_2 Z_0}{2 \sqrt{Z_0}}$$

式中： U_1 、 U_2 分别为端口 1 和端口 2 的电压； I_1 、 I_2 分别为端口 1 和端口 2 的输入电流； Z_0 为端口 1 和端口 2 的输入阻抗。

因变量 b_1 、 b_2 为归一化的反射电压

$$b_1 = \frac{U_1 - I_1 Z_0}{2 \sqrt{Z_0}}, b_2 = \frac{U_2 - I_2 Z_0}{2 \sqrt{Z_0}}$$

由式 (3.8-12) 可以得到 s 参数的测量方法与物理意义：

- (1) $s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$ ，表示当端口 2 阻抗匹配时端口 1 的反射系数。
- (2) $s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$ ，表示当端口 1 阻抗匹配时端口 2 的反射系数。
- (3) $s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$ ，表示当端口 2 阻抗匹配时网络的正向传输特性。
- (4) $s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$ ，表示当端口 1 阻抗匹配时网络的反向传输特性。

图 3.8-13 是网络分析仪测量传输特性的原理图。网络分析仪通常有 3 个测量接线端子：信号源端子 S、参考测量端子 R 和输出测量端子 A。信号源的输出为单频正弦信号、线性调频正弦信号或宽带随机噪声。与用宽带随机噪声相比，由于线性调频正弦信号有更好的信噪比，因此得到广泛应用。功率分配器（简称功分器）用于将输入的电压按照一定比例一分为二，其中一路输入到参考测量端子 R，另一路输入到被试设备（DUT），被试器件的输出信号由测量端子 A 测量。根据定义式，当被试器件的输出端阻抗匹配时，端子 A 的测量值与端子 R 的测量值之比与功分器的分配比相乘即可得到 s_{21} 。将被试器件的输入与输出对调，重复上述测量步骤，就可得到 s_{12} 。

图 3.8-14 是网络分析仪测量反射系数的原理图。被试设备的输出端接匹配负载。功分器输出的信号经一个定向耦合器输入到被试设备的输入端子。定向耦合器可以检测沿传输线某一方向行进的能量，用于分离传输线上的入射电压与

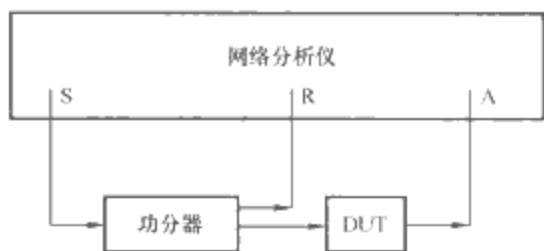


图 3.8-13 网络分析仪测量传输特性的原理图

反射电压。根据定义式，此时端子 A 的测量值与端子 R 的测量值之比与功分器的分配比和定向耦合器的系数相乘即可得到 s_{11} 。将被试设备的输入与输出对调，重复上述测量步骤，就可得到 s_{22} 。有的网络分析仪增加了一个测量端子 B，配合专门设计的测量附件，可以在不需对调被试设备输入与输出的情况下，获得全部四个 s 参数。

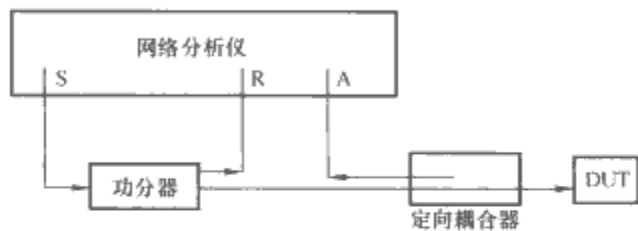


图 3.8-14 网络分析仪测量反射系数原理图

网络分析仪有标量与矢量之分，标量网络分析仪只能测量 s 参数各个量的幅频特性，矢量网络分析仪则能在测量 s 参数各个量的幅频特性的同时得到其相频特性。网络分析仪的技术参数主要有频带范围和测量精度等。

6.4 阻抗分析仪

阻抗分析仪是频域测量仪器，用来确定某一单端口元件或电路网络在一定频率范围内的阻抗参数。由于阻抗匹配特性在分析电磁骚扰的传播规律与干扰抑制网络设计中占据重要地位，因此准确测量单端口器件或网络的阻抗十分必要。

单端口网络的阻抗是通过测量输入端的反射系数得到的，计算式为

$$Z = Z_c \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \tag{3.8-13}$$

式中： Z_c 为连接被测网络电缆的特性阻抗； ρ 为输入端的反射系数。

阻抗分析仪的原理与测量 s_{11} 和 s_{22} 时的网络分析仪的连接相同，如图 3.8-14 所示。反射系数 ρ 为端子 A 的测量值与端子 R 的测量值之比与功分器的分配比和定向耦合器的系数乘积。

阻抗分析仪的技术参数主要有频带范围和阻抗测量范围等。在测量结果显示方面，现代阻抗分析仪除了可以显示被测网络阻抗的幅频特性和相频特性外，通常还可以显示史密斯圆图，从而使结果显示更加直观。顺便指出，在测量得到输入端的反射系数之后，应用式 (3.8-11) 可以计算得到输入信号电缆上的电压驻波比。

第9章 电磁兼容的标准

本章主要对国际上有重要影响的电磁兼容标准化组织以及制定的电磁兼容性标准进行介绍。

1 电磁兼容标准化简介

1.1 电磁兼容标准化组织

随着电工技术和微电子技术在各行业、各领域中的广泛应用,以及对电磁环境要求的日益提高,电磁兼容已成为一个在国际上被普遍关注的问题。世界上很多机构和组织都对电磁兼容问题开展了研究,如国际电工委员会(IEC)、国际大电网会议(CIGRE)、国际发供电联盟(UNIPED)、国际电报电话咨询委员会(CCITT)、国际无线电咨询委员会(CCIR)、国际电信联盟(ITU)、跨国电气电子工程师学会(IEEE)等。

IEC目前下设技术委员会(Technical Committee, TC) 88个,分技术委员会(Subcommittee, SC) 106个,其中从事EMC的主要为国际无线电干扰特别委员会(International Special Committee on Radio Interference, CISPR)、第77技术委员会(Technical Committee 77, TC77)以及其他相关的技术委员会等。另外,还有一些地区性的标准化组织。

1.1.1 CISPR

CISPR作为国际间从事无线电干扰研究的权威组织,它以出版物的形式向世界各国推荐各种EMC标准和规范,目的在于促进国际无线电干扰问题在下列几方面的一致意见,以利于国际贸易:

(1) 无线电接收装置的保护,使其免受下列干扰源的影响:

- 1) 所有类型的电子设备。
- 2) 点火系统。
- 3) 包括电气牵引系统在内的供电系统。
- 4) 工业、科学和医用设备的辐射(不包括用来传递信息的发射机所产生的辐射)。

- 5) 声音和电视广播接收机。
- 6) 信息技术设备。

(2) 干扰测量的设备和方法。

(3) 由(1)所列的各种干扰源产生干扰的限值。

(4) 声音和电视广播接收装置抗扰度要求和抗扰度测量方法的规定。

(5) 为避免CISPR与IEC及其他国际组织的各技术委员会在制定标准时的重复工作,CISPR和这些委员会共同考虑除接收机以外的其他设备的发射和抗扰度要求。

(6) 安全规程对抑制电气设备干扰的影响。

CISPR目前有6个分委员会,分别为:

(1) CISPR/A:无线电干扰测量和统计方法。CISPR/A的主要任务是制定和修改关于测量仪器、辅助设备及通用测量方法的CISPR出版物,研究干扰测量结果的统计分析中所用的抽样方法以及干扰测量与信号接收效果之间的相互关系。

(2) CISPR/B:工业、科学、医疗射频设备(ISM)的

无线电干扰。CISPR/B所涉及的干扰源是工业、科学和医用设备、信息技术设备、大功率半导体控制装置以及架空电力线、高压设备和电力牵引系统。它制定和修订关于干扰限值和特殊测量方法的CISPR出版物。

(3) CISPR/D:机动车辆和内燃机的无线电干扰。它的主要任务是制定、修订关于机动车辆点火系统和机动车辆电气系统的其他元件以及装有内燃机的其他设备的干扰限值和特殊测量方法的CISPR出版物。

(4) CISPR/I:无线电接收设备,以及家用电器、电动工具、照明设备及类似设备的干扰。它的主要任务是制定和修改来自声音和电视广播接收机及有关设备,声音和电视广播接收机及有关设备抗扰度要求,干扰测量和抗扰度试验设备的测量和使用方法;以及家用电器、电动工具、照明设备、接触器、小功率半导体控制装置及类似设备所产生干扰的限值及特殊测量方法的CISPR出版物。

(5) CISPR/G:信息技术设备的干扰。它的主要任务是制定和修改有关信息技术设备产生的无线电干扰限值和特殊测量方法的CISPR出版物。

(6) CISPR/H:对无线电业务进行保护的发射限值。制定和修订通用发射标准。它的任务主要是制定针对无线电业务进行保护的发射限值的标准。

CISPR自成立以来,在无线电干扰的研究、抑制方面作了大量的工作,并取得了明显的成就,目前为止,CISPR已出版23个出版物,即CISPR1~23,其中CISPR1~6已被CISPR16代替。这些出版物已被大多数国家所采用,这为处理国际上的无线电干扰问题提供了依据。CISPR仍在不断地修订这些出版物。

1.1.2 TC77

TC77是IEC的电磁兼容技术委员会。TC77的工作范围包括以下的EMC方面:

(1) 整个频率范围内的抗扰度。

(2) 低频范围内(<9kHz)的发射,以及CISPR不涉及的骚扰现象。在电磁兼容顾问委员会(ACEC)的协调下,应产品委员会的要求,TC77也可以起草产品抗扰度标准。

TC77的工作不包括车辆、船舶、飞机、特殊的无线电和电信系统以及属于CISPR范围的EMC标准。

IEC/TC77下设TC77全会和SC77A、SC77B和SC77C三个分技术委员会。

(1) SC77A:低频现象。其任务主要是在电磁兼容领域内从事低频现象(约不大于9kHz)的标准化工作。

(2) SC77B:高频现象。其主要任务是在电磁兼容领域内关于连续的或瞬态的高频现象(约不小于9kHz)的标准化工作。

(3) SC77C:大功率暂态现象(HEMP)。它的主要任务是制定HEMP保护设备性能的标准及民用电工、电子设备和系统对HEMP抗扰度基础标准。

TC77的出版物为IEC 61000系列,是近年来IEC出版所包含内容最为丰富的一个系列,出版物包括标准和技术

报告。

1.1.3 有关地区 and 国家的 EMC 标准化组织

1.1.3.1 欧洲电工标准化委员会 (CENELEC)

CENELEC 是欧洲地区从事 EMC 工作的最重要的一个区域性组织, 成立于 1973 年, 是在所有电工领域内开展标准化的一个非商业性组织。作为在电工领域从事标准化的组织, 它已得到欧共体 (ECC) 83/189EEC 指令的正式认可。

CENELEC 不但负责协调各成员国在电气领域 (包括 EMC) 的所有标准, 同时制定欧洲标准 (EN)。CENELEC 从事电磁兼容工作的技术委员会为 TC210 (先前的 TC110), 专门负责欧洲范围的 EMC 标准制定和转化工作, 并就此问题与 IEC 等国际组织的有关技术委员会如 IEC TC77、CIS-PR 等进行合作。

CENELEC 和 IEC 在电磁兼容领域的合作均遵守 1996 年 9 月两组织在德国德累斯顿签署的合作协议——《德累斯顿协议》, 它们的合作方式包括 EMC 新工作项目的共同策划和标准的 CENELEC/IEC 平行投票两方面的内容。若 EMC 国际标准 (IEC 标准) 已经存在, CENELEC 将采用这些标准, 而不重新考虑制定。IEC 也考虑已经存在的欧洲标准的转换。

CENELEC 采用的国际标准的编号与 IEC 编号相对应, IEC $\times\times\times\times$ 变为 EN6 $\times\times\times\times$, 因为 IEC 标准编号已采用新的编号系统, 因此 EN6 $\times\times\times\times$ 等同于 IEC 6 $\times\times\times\times$, CISPR $\times\times$ 将变为 EN550 $\times\times$ 。

1.1.3.2 德国电气工程师学会 (VDE)

VDE 是世界上著名的电工专业团体, 也是德国从事 EMC 的一个最主要的组织。VDE 是一个非盈利性的技术和科学组织, 成立于 1893 年。VDE 的主要任务是促进电力工程、电子技术、信息技术和联合技术的进步和应用, 同时在其他权力机构的支持下, 客观公正地进行科学技术发展动态的评价。

1.1.3.3 英国标准学会 (BSI)

BSI 是英国政府承认并支持的、独立的、非盈利性的民间团体, 成立于 1901 年, 是全国唯一的全国性标准化 (包括 EMC) 机构, 并代表英国参加国际和地区性的标准化组织。

1.1.3.4 日本工业标准调查会 (JISC)

JISC 是根据日本标准化法成立的全国性标准化管理机构, 成立于 1949 年, 负责国内、国际的所有标准化工作。1953 年, JISC 从日本电气工程师学会 (IEEJ) 接管了对应于 IEC 及其他国际标准化机构的工作。JISC 下设 IEC、ISO 和 ELECTRONICS 等理事会, 其中 IEC 理事会负责日本与 IEC 有关的所有工作。IEC 理事会下设对应于 IEC 的各技术委员会、分委员会, 其中负责 EMC 的是 JIS/EMC 制定委员会和电气通信技术委员会。

JIS/EMC 制定委员会是与 IEC/TC77 相对应的委员会, 该委员会负责表达日本对 IEC 61000 文件的意见及制订国内 EMC 标准。电气通信技术委员会是对应于 CISPR 的技术委员会, 并负责制定日本有关无线电干扰的标准。

1.1.4 中国 EMC 标准化组织

1.1.4.1 全国无线电干扰标准化技术委员会

为了开展在无线电干扰方面的标准化工作, 1985 年我国成立了全国无线电干扰标准化技术委员会。该委员会的主要任务是发展我国无线电干扰标准化体系表, 组织制定、修订和审查国家标准, 开展与 IEC/CISPR 相对应的工作, 进行相关产品的质量检验和认证。其后相继成立了 6 个分委员会, 其中 A、B、D、I 和 G 分委员会与 CISPR 的各分会相

对应, S 分委员会是根据我国无线电通信工作的需要而设立的, 主要进行无线电系统与非无线电系统有关电磁兼容的标准化技术工作。

全国无线电干扰标准化技术委员会及各分委会自成立以来, 在无线电干扰标准化方面开展了大量的工作, 到目前为止, 已制定了 47 项有关无线电干扰的国家标准。

1.1.4.2 全国电磁兼容标准化技术委员会

为了加快 EMC 标准化工作, 2000 年我国成立了全国电磁兼容标准化技术委员会 (ST264)。该标委会在电磁兼容 (EMC) 领域内从事全国性标准化技术工作, 负责 IEC TC77 的国内归口工作, 推进对应 IEC 61000 系列有关 EMC 标准的国家标准制、修订工作; 并对 EMC 需制定的政策、法规、标准化工作及组织建设提出建议。为了更广泛地开展电磁兼容工作, 目前全国电磁兼容标准化技术委员会正在筹建相对应于 SC77A、SC77B、SC77C 的三个分技术委员会。

全国电磁兼容标准化技术委员会自成立以来, 在 EMC 标准化方面开展了大量的工作, 完成了与国际标准 IEC 61000 系列相对应的 21 项国家标准的制定工作。

1.2 电磁兼容标准体系

1.2.1 IEC EMC 标准体系

IEC 标准由基础标准、通用标准和产品类标准三个层次构成。

(1) 基础标准 (Basic Standards)。基础标准是制定其他 EMC 标准的基础, 一般不涉及具体的产品。它规定了现象、环境特征、试验和测量方法、试验仪器和基本试验装置, 也可以规定不同的试验等级及相应的试验水平。如 CISPR16-1/-2/-3 系列标准和 IEC 61000-4 系列标准等均属于基础标准。

(2) 通用标准 (Generic Standards)。通用标准规定了一系列的标准化试验方法与要求 (限值), 并指出这些方法和要求所适用的环境, 即通用标准是对给定环境中所有产品的最低要求。如果某种产品没有产品 (类) 标准, 则可以使用通用标准。通用标准将环境分为 A 和 B 两大类:

1) A 类 (工业环境)。例如有工、科、医射频设备的环境, 频繁切断大的感性负载或大的容性负载的环境, 大电流并伴有强磁场的环境等。IEC 61000-6-2/4 所适用的环境属此类。

2) B 类 (居民区、商业区及轻工业环境)。例如居民楼群、商业零售网点、商业大楼、公共娱乐场所、户外场所 (如加油站、停车场、游乐场、公园、体育场) 等。IEC 61000-6-1/3 所适用的环境属此类。

(3) 产品类标准 (Product-Family Standards)。产品类标准针对某类产品规定了特殊的电磁兼容要求 (发射或抗扰度限值) 以及详细的测量程序。产品类标准不需要像基础标准那样规定一般的测试方法。产品类标准比通用标准包含更多的特殊性和详细的规范, 其测量方法和限值必须与通用标准相互协调。如存在偏差, 应说明其必要性与合理性, 并可增加测试项目与测试水平。目前 CISPR 已制定出的标准 (出版物) 大多为产品类标准, 如 CISPR22 《信息技术设备的无线电骚扰限值和测量方法》等。

1.2.2 CISPR 标准

CISPR 主要编写发射方面的出版物, 也制定个别抗扰度标准; 另一方面, 为了进一步完善标准体系, 也制定了通用标准。

截至 2006 年 6 月, 由 CISPR 或 CISPR 各分会制定的出

出版物共计 39 个,其中基础标准 2 个,通用标准 2 个,产品类标准 10 个,其他 11 个。

与 TC77 所制定的标准不同,CISPR 出版物自成体系。基础标准通过被引用从而构成产品类标准的必要组成部分,两者相辅相成。

1.2.3 TC77 标准体系

TC77 电磁兼容技术委员会的主要任务是为 IEC 的电磁兼容专家及产品委员会制定基本文件,即 IEC 61000 系列标准。该系列标准涉及电磁环境、发射、抗扰度、试验程序和测量技术等规范,特别是处理与电力网络、控制网络及与其相连设备等的 EMC 问题。这些标准给出了在电磁环境中发射器与感应器(接受器)之间的兼容性参数值,如发射电平、发射限值、抗扰度电平、抗扰度限值、兼容电平、抗扰度裕量和电磁兼容裕量等,并提供了考核兼容程度的测量和试验方法。由 TC77 负责制定的 IEC 61000 系列标准是近年来 IEC 出版的所包含内容最为丰富的一个系列出版物。截至 2006 年 1 月底,已出版的国际标准、技术报告共计 66 篇,正在进行中的工作项目(包括制定和修订)共 31 项,其中 61000-4 系列标准是目前国际上比较完整和系统的抗扰度基础标准,填补了多年来抗扰度基础标准的空白。

TC77 制定的 IEC 61000 系列标准,主要由 6 部分组成:

(1) IEC 61000 第一部分主要阐述并解释有关 EMC 设计和评估中对概念和应用具有重要意义的各种术语和一些综述性技术文件,如 2005 年出版的 IEC 61000-1-4《设备工频传导谐波电流发射限值的历史依据》和 IEC 61000-1-5《大功率电磁环境对公众的影响》等,共出版了 5 个标准和技术文件。电磁兼容术语可分为三种:

——基本术语(主要引自 IEC 60050),如电磁环境、电磁骚扰、(电磁)兼容、电平等;

——合成术语(主要由基本术语组合而成),如兼容电平、抗扰度限值等;

——关联术语(一些互有关联的合成术语),如发射裕量、抗扰度裕量和兼容裕量等。

(2) IEC 61000 第 2 部分主要是对电磁环境的描述、分类、兼容电平和对发射电平的评估,已出版的出版物 IEC 61000-2-1~13 共 13 个,其中 5 个为技术报告。IEC 61000-2-1/3/9/10 将引起各种电磁骚扰的基本现象归结为 6 大类:

——低频传导,如谐波、谐间波、电压波动等;

——低频辐射,如磁场、电场等;

——高频传导;

——高频辐射;

——静电放电(ESD);

——大功率暂态现象(HEMP)。

IEC 61000-2-5 按电磁现象和设备所在位置对电磁环境进行分类,并给出相应的骚扰度(disturbance degree)。

(3) IEC 61000 第 3 部分限值,共出版了 9 个出版物,3 个为技术报告,4 个为通用标准。该通用标准 IEC 61000-3-2/3 已广泛被各国采用。第 3 部分主要针对低频现象,规定了接入供电网络中额定输入电流不同的设备发射的谐波电流限值,对各种骚扰负荷在供电网络中所引起的电压波动、闪烁、频率变化等的限制,以及相应的测量方法和评估。这些为考核设备的电磁骚扰发射和评估电网质量提供了参考。

(4) IEC 61000 第 4 部分是试验与测量标准,实际上主要是一系列抗扰度试验用标准。目前已出版了近 30 个标准,其中 IEC 61000-4-1~12、IEC 61000-4-14、IEC 61000-4-17 等已转换成国家标准。除 IEC 61000-4-1 总则、IEC 61000-4-

7 和 IEC 61000-4-15 为测量仪器设计规范或使用指南外,其余均为有关抗扰度测量的 EMC 基础标准。在通用标准和产品类标准不适用或未出版之前,均可参照此系列标准试验方法进行,合格判据则可视受试设备(EUT)的工作环境而确定。

需要指出,自从 IEC 决定将 TC65 工业过程控制和测量技术委员会负责的有关 EMC 工作转交给 TC77——电磁兼容技术委员会后,由 TC65 制定的标准 IEC 801-1~6 和 IEC 555-2/3 也随之由 IEC 61000 系列标准中相应的标准替代,且以后该标准的修订也将由 TC77 承担。例如新近出版的 IEC 61000-3-3 即是由 TC77 制定的。

(5) IEC 61000 第 5 部分主要考虑一些装置或设施的安装环境、安装方法、调试和减缓措施以及装置的技术要求等。目前已有 7 个出版物,其中 3 个为技术报告。

(6) IEC 61000 第 6 部分为通用标准,目前已有 5 个出版物。在无产品(类)标准之前可根据产品使用环境来选择通用标准。如在商业、住宅区或轻工业区使用的,若进行抗扰度试验,则可采用 IEC 61000-6-1,若进行发射测量,则可采用 IEC 61000-4-3。

我国的 EMC 标准大多数是由 CISPR 和 IEC/TC77 相对应标准转换而来的,部分是根据我国的实际情况制定的。

2 设备发射限值标准

2.1 CISPR 发射标准

CISPR 制定的设备发射标准主要有:

(1) CISPR 11(idt GB 4824—2004)《工、科、医(ISM)射频设备电磁骚扰特性限值和测量方法》规定了工科医射频设备的电磁骚扰限值和测量方法。该标准规定了工、科、医设备、放电加工和弧焊设备的电磁骚扰特性的限值和测量方法。

(2) CISPR 12(idt GB 14023—2000)《车辆、机动船和由火花点火发动机的驱动装置的无线电干扰特性限值和测量方法》。该标准规定了宽带和窄带发射的限值和试验方法。该限值可以为那些在居民区中使用的,频率范围在 30~1000MHz 的广播接收机提供适当的保护。

(3) CISPR 13(idt GB 13837—2003)《声音和电视广播接收机及有关设备的无线电骚扰特性的限值和测量方法》。该标准给出了试验方法并规定了骚扰限值,其适用范围为广播接收用的声音和电视接收机及相关设备,频率范围为 9kHz~18GHz。

(4) CISPR 14-1(idt GB 4343—1995)《家用和类似用途电动、电热器具,电动工具及类似电器无线电干扰特性的测量方法和限值》。该标准规定了传导骚扰和辐射骚扰的限值和试验方法,产生这些骚扰的设备的主要功能是靠电动机和开关(或控制)装置来实现的,如家用电器、电动工具、半导体装置控制设备、电动玩具以及照相机等,但不包括照明装置。

(5) CISPR 15(idt GB 17743—1999)《电气照明和类似设备的无线电骚扰特性的限值和测量方法》。该标准规定了电子照明及类似设备的无线电骚扰限值和测量方法,并界定了相关的 7 类设备。

(6) CISPR 22(idt GB 9254—1998)《信息技术设备的无线电骚扰限值和测量方法》。该标准规定了信息技术设备依据使用环境分为 A 类和 B 类设备,给出了无线电骚扰电平的统一要求,确定骚扰限值,规定测量方法,规范试验布

置、运行条件和试验报告内容等。目前限值仅限于频率范围9kHz~1GHz,今后可能扩展至400GHz。

(7) CISPR 23 (idt GB/Z 18732—1992)《工业、科学和医疗设备骚扰限值的确定方法》。

(8) CISPR 25 (idt GB 18655—1992)《用于保护车载接收机的无线电骚扰特性的限值和测量方法》。该标准规定了车内电子器件产生的传导和辐射骚扰的限值和试验方法,旨在提供一种控制车辆电子系统电磁发射的措施。

(9) CISPR/TR3 28《工、科、医(ISM)设备-ITU指定频带内的发射电平导则》。

2.2 TC77 发射标准

TC77 制定的设备发射限值标准主要是 IEC 61000-3 系列标准,目前 IEC 1000-3 系列标准主要有:

(1) IEC 61000-3-2 (idt GB 17625.1—2003)《电磁兼容 限值 谐波电流发射限值(设备每相输入电流 $\leq 16\text{A}$)》。该标准规定了接入到低压供电系统中(频率50Hz,电压220/380V)每相输入电流 $\leq 16\text{A}$ 的电气及电子设备谐波电流发射限值,以及相应的测量和评定方法。这些限值按设备不同类型、根据不同谐波电压分量的兼容水平来确定。

(2) IEC 61000-3-3 (idt GB 17625.2—1999)《对额定电流不大于16A的设备在低压供电系统产生的电压波动和闪烁的限制》。该标准规定了接入到低压供电系统中(频率50Hz,电压220/380V)每相输入电流不大于16A的电气及电子设备引起的电压波动和闪烁限值,以及相应的测量和评定方法。

(3) IEC 61000-3-4 (idt GB/Z 17625.6—2003)《电磁兼容 限值 对额定电流大于16A的设备在低压供电系统中产生的谐波电流的限制》。该技术文件给出了大于16A的设备的谐波电流发射限值、谐波电流测量要求,以及根据谐波的畸变情况决定能否接入供电系统的要求。

(4) IEC 61000-3-5 (idt GB/Z 17625.3—2000)《电磁兼容 限值 对额定电流大于16A的设备在低压供电系统中产生的电压波动和闪烁的限制》。该技术文件推荐了低压供电系统中,额定电流大于16A的设备,需经供电部门特许接入电网,引起电压波动和闪烁的限制方法。

(5) IEC 61000-3-6 (idt GB/Z 17625.4—2000)《电磁兼容 限值 中、高压电力系统中畸变负荷发射限值的评估》。该技术文件给出了用于决定大型畸变负荷(产生谐波和/或谐间波)接入公用电力系统的一些基本原则,以保证对所有接入系统的用户都有合适的供电质量。

(6) IEC 61000-3-7 (idt GB/Z 17625.5—2000)《电磁兼容 限值 中、高压电力系统中波动负荷发射限值的评估》。该技术文件给出了用于决定大型波动负荷(产生闪烁)接入公用电力系统的一些基本原则,以保证对所有接入系统的用户都有合适的供电质量。

(7) IEC 61000-3-8《电磁兼容 限值 低压电气装置的信号传输——发射电平、带宽和电磁骚扰水平》。

(8) IEC 61000-3-11《电磁兼容 限值 对额定电流不大于75A及有条件接入的设备在低压供电系统中产生的电压变化、电压波动和闪烁的限制》。

3 电磁环境通用发射限值标准

电磁污染已成为一大公害,并引起人们的普遍关注。电磁环境的电磁源可能是自然界的雷电,也可能是各类电气、电子设备或系统产生的干扰噪声。IEC TC77 制定了将电磁

干扰限制在合理的兼容水平的如下系列标准:

(1) IEC 61000-2-1 (idt GB/Z 18039.5—2003)《电磁兼容 环境 公用供电系统低频传导骚扰及信号传输的电磁环境》。该技术文件给出了公用供电系统预期出现的各种类型骚扰,如谐波、电压暂降以及电网信号传输的产生机理和特性等,是相关标准提出的兼容水平的依据。

(2) IEC 61000-2-2 (idt GB/T 18039.3—2003)《电磁兼容 环境 公用低压供电系统低频传导骚扰及信号传输的兼容水平》。该标准给出了220V(单相)和380V(三相)低压交流配电系统的谐波、电压暂降以及电网信号传输等低频传导骚扰的兼容水平。

(3) IEC 61000-2-4 (idt GB/T 18039.4—2003)《电磁兼容 环境 工厂低频传导骚扰的兼容水平》。该标准给出了工厂和非公用供电系统的谐波、电压变化和频率偏移等低频传导骚扰的兼容水平。

(4) IEC 61000-2-5 (idt GB/Z 18039.1—2005)《电磁兼容 环境 电磁环境的分类》。该技术文件对各种电磁现象进行了描述,并依此将电磁环境分为8类,对不同使用环境的设备,确定各自的抗扰度技术要求。

(5) IEC 61000-2-6 (idt GB/Z 18039.2—2000)《电磁兼容 环境 工业设备电源低频传导骚扰发射水平的评估》。该技术文件给出了安装在工业环境中的装置、设备和系统所产生的谐波、电压变化和电压不平衡等低频传导骚扰的特性及评估方法。

(6) IEC 61000-2-7 (idt GB/Z 18039.6—2005)《电磁兼容 环境 各种环境中的低频磁场》。近年来,由于注意到磁场可能对人体和动物生理的影响,以及对某些电气设备,特别是对图像显示装置的性能产生有害的影响,该技术文件给出了对典型环境,如高压交直流输电线路、低压配电装置、工业冶炼炉,以及自动化办公设备、家用电器的磁场强度的调查结果,供参考之用。

(7) IEC 61000-2-9《电磁兼容 环境 HEMP 环境描述——发射骚扰》(EMC 基础标准)。

(8) IEC 61000-2-10《电磁兼容 环境 HEMP 环境描述——传导骚扰》。

(9) IEC 61000-2-11《电磁兼容 环境 HEMP 环境分类》。

(10) IEC 61000-2-12《电磁兼容 环境 供电系统低频传导骚扰和公共媒体信号的兼容水平》。

(11) IEC 61000-2-13《电磁兼容 环境 大功率电磁环境(HPEM)——辐射和传导》。

(12) IEC 61000-6-4《工业环境的发射标准》。

4 设备抗扰度标准

4.1 TC77 抗扰度标准

目前广泛使用的设备抗扰度标准主要是 IEC/TC77 出版物 IEC 61000-4 部分的抗扰度标准,已出版了近30个标准,其中 IEC 61000-4-1~12 在1998年就转换成国家标准,为 EMC 基础标准。在通用标准和产品类标准不适用或未出版之前,均可参照此系列标准试验方法进行抗扰度试验。

该系列抗扰度试验标准对试验方法、试验设备和基本试验配置等做了具体的规定,并依据安装环境确定试验等级。

该套抗扰度标准构成如下:

(1) IEC 61000-4-2 (idt GB/T 17626.2—1998)《电磁兼容 试验和测量技术 静电放电抗扰度试验》(EMC 基础

标准)。该项试验是模拟带静电的物体相互接触时会产生短暂的强放电电流和相应的电磁场,可能造成电气和电子设备故障或损坏。试验适用于在可能产生静电放电环境中使用的所有设备,限于在ESD控制环境条件使用的设备和非电子类产品可除外。

(2) IEC 61000-4-3 (idt GB/T 17626.3—1998)《电磁兼容 试验和测量技术 射频电磁场辐射抗扰度试验》。电磁场辐射主要来自于有意产生的电磁辐射源,如小型手持式无线电收发机,固定的广播、电视发射机,移动无线电发射机和各种工业电磁源等。电磁辐射对多数电子设备会造成性能、功能暂时降低或丧失。该试验适用于在射频电磁场环境中使用的所有设备,非电子类设备可除外。

(3) IEC 61000-4-4 (idt GB/T 17626.4—1998)《电磁兼容 试验和测量技术 电快速瞬变脉冲群抗扰度试验》(EMC基础标准)。该项试验是模拟电感性负载(如继电器、接触器等)在断开时,由于开关触点间隙的绝缘击穿或触点弹跳等原因产生的暂态骚扰。该试验适用于与供电网络连接或有电缆(信号或控制)靠近供电线路的设备。

(4) IEC 61000-4-5 (idt GB/T 17626.5—1999)《电磁兼容 试验和测量技术 浪涌(冲击)抗扰度试验》(EMC基础标准)。该项试验主要是模拟雷击(包括避雷器的动作)或开关操作在电网或通信线上产生的暂态过电压和过电流。浪涌抗扰度试验通常适用于与建筑物外的网络或电网连接的设备。

(5) IEC 61000-4-6 (idt GB/T 17626.6—1998)《电磁兼容 试验和测量技术 射频场感应的传导骚扰抗扰度》。传导骚扰抗扰度试验适用于有射频场存在而且连接到电网或其他网络(通过信号或控制线)的设备。

(6) IEC 61000-4-8 (idt GB/T 17626.8—1998)《电磁兼容 试验和测量技术 工频磁场抗扰度试验》(EMC基础标准)。该试验宜限于对磁场敏感的设备,如霍尔效应装置、阴极射线管及安装在强磁场环境中的专用装置,小磁场环境中使用的设备可除外。

(7) IEC 61000-4-9 (idt GB/T 17626.9—1998)《电磁兼容 试验和测量技术 脉冲磁场抗扰度试验》(EMC基础标准)。脉冲磁场是由雷击建筑物或中高压电力系统暂态电流产生的。脉冲磁场抗扰度试验主要适用于安装在发电厂(如靠近开关站遥控中心)的设备。

(8) IEC 61000-4-10 (idt GB/T 17626.10—1998)《电磁兼容 试验和测量技术 阻尼振荡磁场抗扰度试验》(EMC基础标准)。阻尼振荡磁场主要是由变电站隔离开关的切合操作产生的,因此阻尼振荡磁场抗扰度试验主要适用于安装在高压变电站的设备。

(9) IEC 61000-4-11 (idt GB/T 17626.11—1999)《电磁兼容 试验和测量技术 电压暂降、短时中断和电压变化抗扰度试验》。该试验适用于连接到交流电网,每相额定输入电流不大于16A的设备。

(10) IEC 61000-4-12 (idt GB/T 17626.12—1998)《电磁兼容 试验和测量技术 振荡波抗扰度试验》(EMC基础标准)。振荡波分为非重复性的振铃波和重复性的阻尼振荡波。振铃波是由电源和控制开关的分合或雷击引起。阻尼振荡波是由电厂、中高压变电站及重工业设备的电弧放电或切换产生的。试验适用于连接到交流电网的设备。阻尼振荡波抗扰度试验适用于在发电厂和高压变电站使用的设备,如静态继电器。

(11) IEC 61000-4-13 (idt GB/T 17626.13—2006)《电磁兼容 试验和测量技术 交流电源端口谐波、谐间波及电

网信号低频抗扰度试验》(EMC基础标准)。该试验适用于对交流电源过零时间准确性敏感的设备或对特定的谐波分量敏感的设备。

(12) IEC 61000-4-14 (idt GB/T 17626.14—2005)《电磁兼容 试验和测量技术 电压波动抗扰度试验》(EMC基础标准)。通常,电压波动的幅值不超过10%,因此许多设备不受电压波动的骚扰。该试验适用于将在电网会产生较大电压波动地区安装的设备。

(13) IEC 61000-4-16《电磁兼容 试验和测量技术 0Hz~150kHz 传导共模骚扰抗扰度试验》(EMC基础标准)。该试验仅适用于大型装置(如工厂)中的专用设备。

(14) IEC 61000-4-17《电磁兼容 试验和测量技术 直流电源输入端口纹波抗扰度试验》(EMC基础标准)。该试验适用于连接到直流配电系统,在运行时由外部充电电池供电的设备。

(15) IEC 61000-4-25《电磁兼容 试验和测量技术 设备和系统的 HEMP 抗扰度试验》(EMC基础标准)。该标准规定了 HEMP 辐射和传导抗扰度试验的基本试验方法和等级,适用于经受 HEMP 的设备和系统。

(16) IEC 61000-4-27 (idt GB/T 17626.27—2006)《电磁兼容 试验和测量技术 三相电压不平衡抗扰度试验》(EMC基础标准)。该试验适用于连接到三相交流电源,每相额定输入电流不大于16A的三相设备,但不适用于三相电源供电、单相使用的设备。

(17) IEC 61000-4-28 (idt GB/T 17626.28—2006)《电磁兼容 试验和测量技术 电源频率变化抗扰度试验》。该试验适用于在电源频率变化大的地区安装的设备,如与应急电源连接的设备。

(18) IEC 61000-4-29 (idt GB/T 17626.29—2006)《电磁兼容 试验和测量技术 直流电源输入端口电压暂降、短时中断和电压变化抗扰度试验》。该试验适用于直流电源输入端口。

4.2 CISPR 抗扰度标准

CISPR 也制定了部分产品的抗扰度标准,具体标准如下:

(1) CISPR 14-2 (idt GB 4343.2—1999)《电磁兼容 家用电器、电动工具和类似器具的要求 第2部分:抗扰度》。该标准适用范围与 CISPR 14-1 相同,只是规定了这些设备的抗扰度限值和测量方法。其试验项目包括连续波和瞬态、传导和辐射电磁骚扰、静电放电抗扰度等7项,频率范围为0~400GHz。

(2) CISPR 20 (idt GB/T 9383—1999)《声音和电视广播接收机及有关设备抗扰度的限值和测量方法》。该标准给出了相关设备的抗扰度试验项目、试验水平和检测方法。

(3) CISPR 24 (idt GB 17618—1998)《信息技术设备抗扰度限值和测量方法》。该标准规定了 ITE 设备对连续和瞬变、传导和辐射骚扰及静电放电的抗扰度要求,以使设备在其预定的环境中正常工作。

5 电磁环境通用抗扰度标准

(1) IEC 61000-6-1 (idt GB/T 17799.1—1999)《电磁兼容 通用标准 居住、商业和轻工业环境中的抗扰度试验》。该标准给出了在居住、商业和轻工业环境中工作的电气和电子设备的抗扰度试验项目、等级、方法和性能判定准则,适用于直接连接到低压公用供电系统、专用直流电源以

及电池供电的设备。

(2) IEC 61000-6-2 (idt GB/T 17799.2—2003) 《电磁兼容 通用标准 工业环境中的抗扰度试验》。该标准给出了在工业环境（包括室内和室外）中预备连接到由高压或中压变压器供电的电力网设备，专用于制造厂或类似工厂的设备，以及打算在工业环境或接近于工业环境中运行的设备的抗扰度试验项目、等级、方法和性能判定准则。

(3) IEC/TS 61000-6-5 《发电厂和变电站环境的抗扰度试验》。该标准给出了安装在这种恶劣电磁环境中设备的抗扰度要求。

(4) IEC 61000-6-6 《户内设备的 HEMP 抗扰度试验》。该标准规定了受高空电磁脉冲干扰的户内电气电子设备的抗扰度要求。

6 电磁场暴露限值标准

ICNIRP（国际非电离辐射防护委员会）1998 年出版了《Guidelines for Limiting Exposure to Time-varying Electric, Magnetic and Electromagnetic Fields (up to 300MHz)》，对电磁辐射的暴露水平作了限值规定。在导则的说明中特别指出：制定该导则的目的是对已知的对健康有害影响的电场、磁场和电磁场的暴露加以限制以保护健康。只有被确定的影响才用来作为制定暴露限值的基础。对因长期照射而潜伏的影响，例如患癌症风险的增加，并不被认为是已经确定的，导则只进行了评述。

限值从基本限值和导出限值两方面给定。基本限值直接和已确定的健康影响相关，采用适当的安全因子。导出限值是 从最坏暴露情况下的基本限值导出，而且用可方便测量的量来表示，见表 3.9-1。

表 3.9-1 ICNIRP 的工频电场限值

| 暴露特性 | 基本限值 (mA/m ²) | 导出限值 | | 接触电流 (mA) |
|------|------------------------------|------------|----------|--------------|
| | | 工频电场(kV/m) | 工频磁场(μT) | |
| 职业人员 | 10 | 10 | 500 | 1 |
| 一般民众 | 2 | 5 | 100 | 0.5 |

提供的导出限值用于对实际暴露的估计，以决定基本限值是否被超过。导出限值是 用数学模型从基本限值以及用在特定频率下的实验室研究结果外推而得。ICNIRP 认为导出限值是 针对场与暴露个体之间处于最大耦合位置的情况下给出的，从而提供了最大的保护。但是，当导出限值被超过时，并不一定意味着基本限值也被超过。

IEEE 标准 C95.6 《IEEE Standard for Safety Level with Respect to Human Exposure to Electromagnetic Field, 0-3kHz》指出的限值为：

50Hz 受控区电场，20kV/m。

50Hz 公众电场，5kV/m。

50Hz 受控区磁场，2710μT（头部和躯体）、75 800μT（四肢）。

50Hz 公众磁场，904μT（头部和躯体）、75 800μT（四肢）。

我国环境指标，即 HJ/T 24—1998 《500kV 超高压送变电工程电磁辐射环境影响评价技术规范》规定：“……推荐暂以 4kV/m 和 0.1mT 作为居民区工频电场和磁场的评价标准。”

DL/T 5092—1999 《110~500kV 架空送电线路设计技术规程》的 16.0.5 条：“500kV 送电线路跨越非长期住人的建筑物或邻近民房时房屋所在位置离地 1m 处最大未畸变电场不得超过 4kV/m，推荐应用国际辐射防护协会关于对公众全天辐射的

工频限值 0.1mT 作为磁感应强度的评价标准。”

目前大多数国家尚未提出工频磁场标准要求，只有少数几个国家制定了磁场照射的限值。欧盟已经向其成员国推荐，要求他们使用 ICNIRP 导则作为保护工作人员和公众安全的强制性标准。

德国是由国家立法采用 ICNIRP 导则给出的限制值的第一个国家。英国国家辐射防护委员会（NRPB）2004 年给出建议，准备将 ICNIRP 导则给出的限值作为英国电磁防护的国家标准。澳大利亚对工频磁场的限值规定与 ICNIRP 导则的相同。

虽然各国关于工频磁场的限值存在差别，但大部分趋向于采用 ICNIRP 导则给出的限值。建议我国在发展特高压输电工程时，采用 ICNIRP 导则给出的限值 0.1mT 作为线路工频磁感应强度的限值，这也与我国环境评价标准中对居民区工频磁场的限值相同。

7 电磁兼容测量设备标准

电磁兼容检测的特点是检测结果与检测方法关系十分密切。为了保证各个国家、各个实验室检测结果的一致性和重复性，必须对试验方法，试验配置和测量设备作出具体规定。为此，CISPR 和 TC77 均制定了一些测量方法和测量仪器的标准，对此作了较为详细的统一定义和规定。要求必须严格遵循标准规定的测量方法开展检测工作，保证测量结果的正确性。

CISPR 制定的测量设备的标准主要是 CISPR 16-1: (eqv GB/T 6113.1—1995) 《无线电干扰和抗扰度测量设备规范》。该标准规定了频率范围 9kHz~18GHz，用于测量无线电干扰电压、干扰电流和干扰场强的测量设备的电气性能和机械特性。

TC77 制定和出版了下列标准，对这些新设施的试验方法作了规定：

(1) IEC 61000-4-7 (idt GB/T 17626.7—1998) 《电磁兼容 试验和测量技术 供电系统及所连设备谐波、谐间波的测量和测量仪器导则》。

(2) IEC 61000-4-20 《电磁兼容 试验和测量技术 在横电磁（TEM）波导内的发射和抗扰度试验》（EMC 基础标准）。该标准规定了 TEM 室性能校准的项目和方法，给出了采用 TEM 进行辐射骚扰和抗扰度测量的要求和测量方法。

(3) IEC 61000-4-21 《电磁兼容 试验和测量技术 混响室》（EMC 基础标准）。该标准规定了混响室性能校准的项目和方法，给出了采用混响室进行屏蔽效能测试、辐射骚扰和抗扰度测量的要求和测量方法。

(4) IEC 61000-4-32 《电磁兼容 试验和测量技术 大功率电磁脉冲模拟装置》。

(5) IEC 61000-4-30 《电磁兼容 试验和测量技术 电能质量参数的测量》（EMC 基础标准）。该技术报告给出了电压波动、电压暂降和频率变化等电能质量参数的测量设备和检验方法要求。

在关于积极引进和采用国际先进标准的精神指导下，我国的 EMC 试验测量设备和设施的国家标准大多数等同采用国际标准，因而做到了与国际接轨，有利于对试验和测量结果的有效评价。

8 电磁兼容标准目录

8.1 TC77 标准目录

截至 2006 年 5 月，TC77 正式出版的 IEC 61000 系列标

续表

| 序号 | 最新的国际标准版本 | 对应的国家标准 |
|----|---|---|
| 17 | IEC 61000-2-12 (2003-04) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 2-12; Environment-Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signaling in public medium-voltage power supply systems | — |
| 18 | IEC 61000-2-13 (2005-03) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 2-13; Environment-High-power electromagnetic (HPEM) environments-Radiated and conducted | — |
| 19 | IEC 61000-3-2 (2005-11) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 3-2; Limits-Limits for harmonic current emissions (equipment input current $\leq 16\text{A}$ per phase) | GB 17625.1—2003《电磁兼容 限值 谐波电流发射限值 (设备每相输入电流 $\leq 16\text{A}$)》 (对应 IEC 61000-3-2; 2001) (计划修订) |
| 20 | IEC 61000-3-3 (2005-10) Ed. 1.2 Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 3-3; Limits-Limitation of voltage changes, voltage fluctuations and flicker in public low-voltage supply systems, for equipment with rated current $\leq 16\text{A}$ per phase and not subject to conditional connection | GB 17625.2—1999《电磁兼容 限值 对额定电流不大于 16A 的设备在低压供电系统中产生的电压波动和闪烁的限制》 (对应 IEC 61000-2-3; 1994) |
| 21 | IEC/TR 61000-3-4 (1998-10) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 3-4; Limits-Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A | GB/Z 17625.6—2003《电磁兼容 限值 对额定电流大于 16A 的设备在低压供电系统中产生的谐波电流的限制》 |
| 22 | IEC/TR 61000-3-5 (1994-12) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 3; Limits-Section 5; Limitation of voltage fluctuations and flicker in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16A | GB/Z 17625.3—2000《电磁兼容 限值 对额定电流大于 16 A 的设备在低压供电系统中产生的电压波动和闪烁的限制》 |
| 23 | IEC/TR 61000-3-6 (1996-10) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 3; Limits-Section 6; Assessment of emission limits for distorting loads in MV and HV power systems-Basic EMC publication | GB/Z 17625.4—2000《电磁兼容 限值 中、高压电力系统中畸变负荷发射限值的评估》 |
| 24 | IEC/TR 61000-3-7 (1996-11) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 3; Limits-Section 7; Assessment of emission limits for fluctuating loads in MV and HV power systems-Basic EMC publication | GB/Z 17625.5—2005《电磁兼容 限值 中、高压电力系统中波动负荷发射限值的评估》 |
| 25 | IEC 61000-3-8 (1997-09) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 3; Limits-Section 8; Signalling on low-voltage electrical installations-Emission levels, frequency bands and electromagnetic disturbance levels | — |
| 26 | IEC 61000-3-11 (2000-08) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 3-11; Limits-Limitation of voltage changes, voltage fluctuations and flicker in public low-voltage supply systems-Equipment with rated current $\leq 75\text{A}$ and subject to conditional connection | — |
| 27 | IEC 61000-3-12 (2004-11) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 3-12; Limits-Limits for harmonic currents produced by equipment connected to public low-voltage systems with input current $>16\text{A}$ and $\leq 75\text{A}$ per phase | — |
| 28 | IEC 61000-4-1 (2000-04) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-1; Testing and measurement techniques-Overview of IEC 61000-4 series | GB/T 17626.1—1998《电磁兼容 试验和测量技术 抗扰度试验总论》 (对应 IEC 61000-4-1; 1992) |
| 29 | IEC 61000-4-2 (2001-04) Ed. 1.2 Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-2; Testing and measurement techniques-Electrostatic discharge immunity test | GB/T 17626.2—1998《电磁兼容 试验和测量技术 静电放电抗扰度试验》 (对应 IEC 61000-4-2; 1995) |
| 30 | IEC 61000-4-3 (2006-02) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-3; Testing and measurement techniques-Radiated, radio-frequency, electromagnetic field immunity test | GB/T 17626.3—1998《电磁兼容 试验和测量技术 射频电磁场辐射抗扰度试验》 (对应 IEC 61000-4-3; 1995) |
| 31 | IEC 61000-4-4 (2004-07) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-4; Testing and measurement techniques-Electrical fast transient-burst immunity test | GB/T 17626.4—1998《电磁兼容 试验和测量技术 电快速瞬变脉冲群抗扰度试验》 (对应 IEC 61000-4-4; 1995) |
| 32 | IEC 61000-4-5 (2005-11) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-5; Testing and measurement techniques-Surge immunity test | GB/T 17626.5—1999《电磁兼容 试验和测量技术 浪涌 (冲击) 抗扰度试验》 (对应 IEC 61000-4-5; 1995) |
| 33 | IEC 61000-4-6 (2006-05) Ed. 2.2 Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-6; Testing and measurement techniques-Immunity to conducted disturbances, induced by radio-frequency fields | GB/T 17626.6—1998《电磁兼容 试验和测量技术 射频场感应的传导骚扰抗扰度》 (对应 IEC 61000-4-6; 1996) |

续表

| 序号 | 最新的国际标准版本 | 对应的国家标准 |
|----|---|---|
| 34 | IEC 61000-4-7 (2002-08) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-7; Testing and measurement techniques-General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto | GB/T 17626.7—1998《电磁兼容 试验和测量技术 供电系统及所连设备谐波、谐间波的测量和测量仪器导则》 (对应 IEC 61000-4-7; 1991) |
| 35 | IEC 61000-4-8 (2001-03) Ed. 1.1 Consolidated Edition Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-8; Testing and measurement techniques-Power frequency magnetic field immunity test | GB/T 17626.8—1998《电磁兼容 试验和测量技术 工频磁场抗扰度试验》 (对应 IEC 61000-4-4; 1993) |
| 36 | IEC 61000-4-9 (2001-03) Ed. 1.1 Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-9; Testing and measurement techniques-Pulse magnetic field immunity test | GB/T 17626.9 1998《电磁兼容 试验和测量技术 脉冲磁场抗扰度试验》 (对应 IEC 61000-4-9; 1993) |
| 37 | IEC 61000-4-10 (2001-03) Ed. 1.1 Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-10; Testing and measurement techniques Damped oscillatory magnetic field immunity test | GB/T 17626.10 1998《电磁兼容 试验和测量技术 阻尼振荡磁场抗扰度试验》 (对应 IEC 61000-4-10; 1993) |
| 38 | IEC 61000-4-11 (2004-03) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-11; Testing and measurement techniques Voltage dips, short interruptions and voltage variations immunity tests | GB/T 17626.11—1998《电磁兼容 试验和测量技术 电压暂降、短时中断和电压变化的抗扰度试验》 (对应 IEC 61000-4-11; 1994) |
| 39 | IEC 61000-4-12 (2001-04) Ed. 1.1 Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-12; Testing and measurement techniques-Oscillatory waves immunity test | GB/T 17626.12—1998《电磁兼容 试验和测量技术 振荡波抗扰度试验》 (对应 IEC 61000-4-12; 1995) |
| 40 | IEC 61000-4-13 (2002-03) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-13; Testing and measurement techniques-Harmonics and interharmonics including mains signaling at a.c. power port, low frequency immunity tests | GB/T 17626.13--2006《电磁兼容 试验和测量技术 交流电端口谐波、谐间波及电网信号低频抗扰度试验》 |
| 41 | IEC 61000-4-14 (2002-07) Ed. 1.1 Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-14; Testing and measurement techniques Voltage fluctuation immunity test | GB/T 17626.14—2005《电磁兼容 试验和测量技术 电压波动抗扰度试验》 |
| 42 | IEC 61000-4-15 (2003-02) Ed. 1.1 Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4; Testing and measurement techniques-Section 15; Flickermeter-Functional and design specifications | — |
| 43 | IEC 61000-4-16 (2002-07) Ed. 1.1 Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-16; Testing and measurement techniques-Test for immunity to conducted, common mode disturbances in the frequency range 0 Hz to 150 kHz | GB/T 17626.16—2005《电磁兼容 试验和测量技术 0~150kHz 传导共模骚扰抗扰度试验》 |
| 44 | IEC 61000-4-17 (2002-07) Ed. 1.1 Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-17; Testing and measurement techniques-Ripple on d.c. input power port immunity test | GB/T 17626.17—2005《电磁兼容 试验和测量技术 直流电源输入端口纹波抗扰度试验》 |
| 45 | IEC 61000-4-20 (2003-01) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-20; Testing and measurement techniques-Emission and immunity testing in transverse electromagnetic (TEM) waveguides | — |
| 46 | IEC 61000-4-21 (2003-08) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-21; Testing and measurement techniques-Reverberation chamber test methods | — |
| 47 | IEC 61000-4-23 (2000-10) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-23; Testing and measurement techniques-Test methods for protective devices for HEMP and other radiated disturbances | — |
| 48 | IEC 61000-4-24 (1997-02) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4; Testing and measurement techniques-Section 24; Test methods for protective devices for HEMP conducted disturbance-Basic EMC Publication | — |
| 49 | IEC 61000-4-25 (2001-11) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-25; Testing and measurement techniques-HEMP immunity test methods for equipment and systems | — |
| 50 | IEC 61000-4-27 (2000-08) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-27; Testing and measurement techniques-Unbalance, immunity test | GB/T 17626.27—2006《电磁兼容 试验和测量技术 三相不平衡抗扰度试验》 |
| 51 | IEC 61000-4-28 (2002-07) Ed. 1.1 Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-28; Testing and measurement techniques-Variation of power frequency, immunity test | GB/T 17626.28—2006《电磁兼容 试验和测量技术 频率变化抗扰度试验》 |

续表

| 序号 | 最新的国际标准版本 | 对应的国家标准 |
|----|--|---|
| 52 | IEC 61000-4-29 (2000-08) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-29; Testing and measurement techniques-Voltage dips, short interruptions and voltage variations on d. c. input power port immunity tests | GB/T 17626.29—2006《电磁兼容 试验和测量技术 直流电源输入端口的电压瞬降和短时中断试验》 |
| 53 | IEC 61000-4-30 (2003-02) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-30; Testing and measurement techniques-Power quality measurement methods | — |
| 54 | IEC/TR 61000-4-32 (2002-10) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-32; Testing and measurement techniques-High-altitude electromagnetic pulse (HEMP) simulator | — |
| 55 | IEC 61000-4-33 (2005-09) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-33; Testing and measurement techniques-Measurement methods for high-power transient parameters | — |
| 56 | IEC 61000-4-34 (2005-10) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 4-34; Testing and measurement techniques-Voltage dips, short interruptions and voltage variations immunity tests for equipment with input current more than 16 A per phase | — |
| 57 | IEC/TR 61000-5-1 (1996-12) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 5; Installation and mitigation guidelines-Section 1; General considerations-Basic EMC publication | — |
| 58 | IEC/TR 61000-5-2 (1997-11) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 5; Installation and mitigation guidelines-Section 2; Earthing and cabling | — |
| 59 | IEC/TR 61000-5-3 (1999-07) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 5-3; Installation and mitigation guidelines-HEMP protection concepts | — |
| 60 | IEC 61000-5-5 (1996-02) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 5; Installation and mitigation guidelines-Section 5; Specification of protective devices for HEMP conducted disturbance. Basic EMC Publication | — |
| 61 | IEC 61000-5-7 (2001-01) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 5-7; Installation and mitigation guidelines-Degrees of protection provided by enclosures against electromagnetic disturbances (EM code) | — |
| 62 | IEC 61000-6-1 (2005-03) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 6-1; Generic standards-Immunity for residential, commercial and light-industrial environments | GB/T 17799.1—1999《电磁兼容 通用标准 居住、商业和轻工业环境中的抗扰度试验》 (对应 IEC 61000-6-1; 1997) |
| 63 | IEC 61000-6-2 (2005-01) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 6-2; Generic standards-Immunity for industrial environments | GB/T 17799.2—2003《电磁兼容 通用标准 工业环境中的抗扰度试验》 (对应 IEC 61000-6-2; 1999) |
| 64 | IEC 61000-6-3 (1996) Electromagnetic compatibility-Generic standards-Emission standard for residential, commercial and light-industrial environments | GB 17799.3—2001《电磁兼容 通用标准 居住、商业和轻工业环境中的发射标准》 |
| 65 | IEC 61000-6-4 (1997-01) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 6; Generic standards-Section 4; Emission standard for industrial environments | GB 17799.4—2003《电磁兼容 通用标准 工业环境中的发射标准》 |
| 66 | IEC/TS 61000-6-5 (2001-07) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 6-5; Generic standards-Immunity for power station and substation environments | — |
| 67 | IEC 61000-6-6 (2003-04) Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 6-6; Generic standards-HEMP immunity for indoor equipment | — |

续表

| 序号 | 最新的国际标准版本 | 对应的国家标准 |
|----|--|--|
| 17 | CISPR16-3; 2003+Amd1; 2005 Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods-Part 3; CISPR technical reports | — |
| 18 | CISPR16-4-1; 2003+Amd1; 2004 Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods-Part 4-1; Uncertainties, statistics and limit modeling-Uncertainties in standardized EMC tests | — |
| 19 | CISPR16-4-2; 2003 Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods-Part 4-2; Uncertainties, statistics and limit modeling-Uncertainty in EMC measurements | |
| 20 | CISPR16-4-3; 2004 Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods-Part 4-3; Uncertainties, statistics and limit modeling-Statistical considerations in the determination of EMC compliance of mass-produced products | |
| 21 | CISPR16-4-4; 2003 Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods-Part 4-4; Uncertainties, statistics and limit modeling-Statistics of complaints and a model for the calculation of limits | |
| 22 | CISPR16-SER (2006-03) Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods-ALL PARTS | — |
| 23 | CISPR17; 1981 Methods of measurement of the suppression characteristics of passive radio interference filters and suppression components | GB/T 7343—1987《10kHz~30MHz 无源无线电干扰滤波器和抑制元件抑制特性的测量方法》 |
| 24 | CISPR18-1; 1982+Amd1; 1993+Amd2; 1996 Radio interference characteristics of overhead power lines and high-voltage equipment. Part 1; Description of phenomena | GB/T 7349—2002《高压架空送电线、变电站无线电干扰测量方法》 |
| 25 | CISPR18-2; 1986+Amd1; 1993++Amd2; 1996 Radio interference characteristics of overhead power lines and high-voltage equipment. Part 2; Methods of measurement and procedure for determining limits | |
| 26 | CISPR18-3; 1986+Amd1; 1996 Radio interference characteristics of overhead power lines and high-voltage equipment. Part 3; Code of practice for minimizing the generation of radio noise | |
| 27 | CISPR19; 1983 Guidance on the use of the substitution method for measurements of radiation from microwave ovens for frequencies above 1 GHz | GB/T 16607—1996《微波炉在 1GHz 以上的辐射干扰测量方法》 |
| 28 | CISPR20; 2005 Sound and television broadcast receivers and associated equipment-Immunity characteristics-Limits and methods of measurement | GB/T 9383—1999《声音和广播接收机及有关设备抗扰度限值和测量方法》 |
| 29 | CISPR21; 1999 Interference to mobile radio communications in the presence of impulsive noise-Methods of judging degradation and measures to improve performance | GB/T 15152—1994《脉冲噪声干扰引起移动通信性能降级的评定方法》 |
| 30 | CISPR22; 2005+Amd1; 2005+Amd2; 2006 Information technology equipment-Radio disturbance characteristics-Limits and methods of measurement | GB 9254—1998《信息技术设备的无线电骚扰限值和测量方法》 |
| 31 | CISPR23; 1987 Determination of limits for industrial, scientific and medical equipment | GB/T 18732—2002《工业、科学和医疗设备限值的确定方法》 |
| 32 | CISPR24; 1997+Amd1; 2001+Amd2; 2002 Information technology equipment-Immunity characteristics-Limits and methods of measurement | GB/T 17618—1997《信息技术设备抗扰度限值和测量方法》 |
| 33 | CISPR25; 2002 Radio disturbance characteristics for the protection of receivers used on board vehicles, boats, and on devices-Limits and methods of measurement | GB 18655—2002《用于保护车载接收机的无线电骚扰特性的限值和测量方法》 |

续表

| 序号 | 最新的国际标准版本 | 对应的国家标准 |
|----|--|---|
| 34 | CISPR/TR28; 1997 Industrial, scientific and medical equipment (ISM) -Guidelines for emission levels within the bands designated by the ITU | GB/Z 19511—2004《工业、科学和医疗设备 (ISM) ——国际电信联盟 (ITU) 指定频段内的辐射电平指南》 |
| 35 | CISPR/TR29; 2004 Television broadcast receivers and associated equipment-Immunity characteristics-Methods of objective picture assessment | — |
| 36 | CISPR/TR30; 2001 Test method on electromagnetic emissions from electronic ballasts for single- and double-capped fluorescent lamps | — |
| 37 | CISPR/TR31; 2003 Database on the characteristics of radio services | — |
| 38 | IEC 61000-6-3; 1996 Electromagnetic compatibility (EMC) -Part 6; Generic standards-Section 3; Emission standard for residential, commercial and light-industrial environments | GB 17799.3《电磁兼容 通用标准 居住、商业和轻工业环境中的发射标准》 |
| 39 | IEC 61000-6-4; 1997 Electromagnetic compatibility (EMC) Generic standards-Emission standard for industrial environments | GB 17799.4—2001《电磁兼容 通用标准 工业环境中的发射标准》 |

第 10 章 电磁屏蔽技术

本章主要介绍电磁屏蔽的基本原理、屏蔽体屏蔽效能的计算方法、屏蔽体的不完整性对屏蔽性能的影响，以及屏蔽体的设计方法。另外还介绍了接缝的屏蔽保证技术，以及屏蔽体上开孔的处理方法。

1 电磁屏蔽的基本概念

1.1 电磁屏蔽的概念及分类

屏蔽是电磁干扰防护控制的最基本方法之一。电磁屏蔽是指对电磁波产生衰减作用，其目的有两个方面：①控制内部辐射区的电磁场不超出某一区域；②防止外来的辐射进入某一区域，如图 3.10-1 所示。因此，屏蔽的方法也是电磁干扰的空域控制方法。屏蔽可以大如一个安装有整体金属材料的建筑物（如大型测试场所或实验场所），小到柔软的电

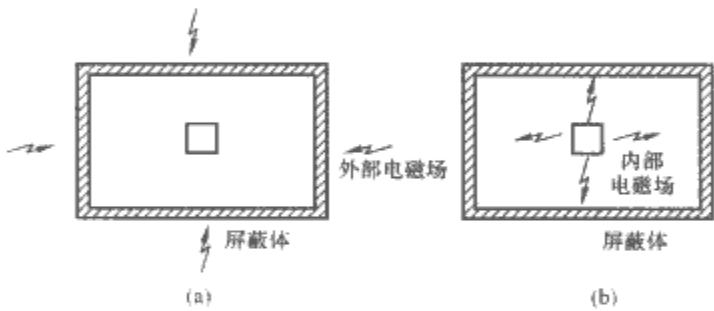


图 3.10-1 电磁屏蔽的目的
(a) 外部电磁场的屏蔽；
(b) 内部电磁场的屏蔽

屏蔽体材料及结构的选择取决于屏蔽性质的类别及要求，通常采用金属导体作为屏蔽体材料。

从要屏蔽的电磁场的性质来划分，屏蔽可分为电场屏蔽（静电场屏蔽及交变电场屏蔽）、磁场屏蔽（静磁场屏蔽及交变磁场屏蔽）及电磁场屏蔽（同时存在电场及磁场的辐射电磁场的屏蔽）等。

从屏蔽体的结构分类，可以分为完整屏蔽体屏蔽（屏蔽室或屏蔽盒等）、非完整屏蔽体屏蔽（带有孔洞、金属网、波导管及蜂窝结构等）以及编织带屏蔽（电缆等）。

1.2 电磁屏蔽效能

采用屏蔽体的目的是要削弱干扰电磁场。屏蔽体的电磁屏蔽效能一般有如下几种表示方法：

(1) 采用屏蔽系数 η_s 表示。屏蔽系数指被干扰的导体（或电路）在加屏蔽后感应的电压 U_s 与未加屏蔽时感应电压 U_0 的比，即

$$\eta_s = \frac{U_s(\text{有屏蔽})}{U_0(\text{无屏蔽})} \tag{3.10-1}$$

η_s 越小，表示屏蔽效果越好。

(2) 采用传输系数 T 表示。传输系数 T 系指加屏蔽后某一测点的场强 (E_s 、 H_s) 与同一测点未加屏蔽时的场强 (E_0 、 H_0) 的比，即

对于电场 $T = \frac{E_s(\text{有屏蔽})}{E_0(\text{无屏蔽})}$ (3.10-2)

对于磁场 $T = \frac{H_s(\text{有屏蔽})}{H_0(\text{无屏蔽})}$ (3.10-3)

T 愈小，表示屏蔽效果愈好。

(3) 采用屏蔽效能 SE 表示。屏蔽体的有效性用屏蔽效能来度量。屏蔽效能是没有屏蔽时空间某个位置的场强 (E_0 、 H_0) 与有屏蔽时该位置的场强 (E_s 、 H_s) 的比值的对数，并以 dB 为单位，它表征了屏蔽体对电磁波的衰减程度。如果屏蔽效能计算中使用的是磁场，则称为磁场屏蔽效能；如果计算中用的是电场，则称为电场屏蔽效能

对于电场 $SE = 20\lg \frac{E_0(\text{无屏蔽})}{E_s(\text{有屏蔽})}$ (dB) (3.10-4)

对于磁场 $SE = 20\lg \frac{H_0(\text{无屏蔽})}{H_s(\text{有屏蔽})}$ (dB) (3.10-5)

由于屏蔽体通常能将电磁波的强度衰减到原来的百分之一至百万分之一，因此通常用 dB 来表述。表 3.10-1 所示为衰减量与屏蔽效能的对应关系。

表 3.10-1 衰减量与屏蔽效能的对应关系

| 无屏蔽场强 | 有屏蔽场强 | 屏蔽效能 SE (dB) |
|-----------|-------|--------------|
| 10 | 1 | 20 |
| 100 | 1 | 40 |
| 1000 | 1 | 60 |
| 10 000 | 1 | 80 |
| 100 000 | 1 | 100 |
| 1 000 000 | 1 | 120 |

一般民用产品机箱的屏蔽效能在 40dB 以下，军用设备机箱的屏蔽效能一般要达到 60B，TEMPEST 设备的屏蔽机箱的屏蔽效要达到 80dB 以上。屏蔽室或屏蔽舱等往往要达到 100dB。100dB 以上的屏蔽体很难制造，成本也很高。

2 屏蔽的基本原理

2.1 电场屏蔽的基本原理

电场屏蔽是为了消除或抑制由于电场耦合引起的干扰。

首先考察静电场的屏蔽问题。根据静电感应现象设有一导体 A 带正电，则邻近的导体 B 将感应带负电。利用金属屏蔽体对电场可以起屏蔽作用，即可使导体 A 发出的电力线不能到达导体 B。但必须注意，屏蔽体的屏蔽必须完善并良好接地，否则不起屏蔽作用，如图 3.10-2 所示。

再考察交变电场情况。若导体 A 有一交变电压，此时电场将通过金属屏蔽体进行屏蔽，即可使电场局限在导体 A 与屏蔽体之间。但也必须注意，如屏蔽体屏蔽不完善，或接地不良，也不能起屏蔽作用，或屏蔽效果很差。

因此，采用金属屏蔽体进行电场屏蔽应具备两个条件，即完善的屏蔽及良好的接地。

2.2 磁场屏蔽的基本原理

磁场屏蔽是为了消除或抑制由于磁场耦合引起的干扰。

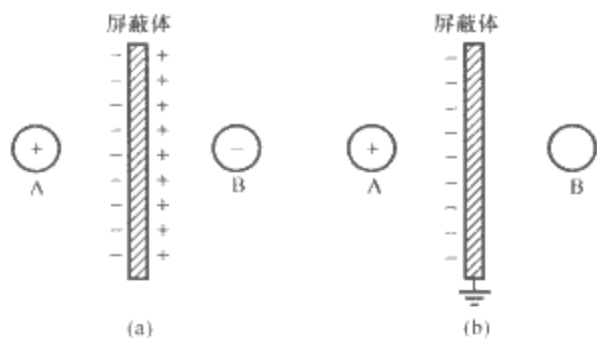


图 3.10-2 静电场的屏蔽
(a) 屏蔽层不接地；(b) 屏蔽层接地

首先考察静磁场的情况。不论是由电磁铁或是由直流线圈产生的磁场，均在空间散布磁线或磁通。磁力线所通过的路径称为磁路。磁力线主要集中在低磁阻的磁路通过，因此对磁场的屏蔽主要利用高磁导率的材料，如铁、镍钢、坡莫合金等。这些高磁导率的材料具有很低的磁阻，这样，磁力线将“封闭”在屏蔽体内，起到磁屏蔽的作用。

对于低频交变磁场，磁屏蔽的原理同静磁屏蔽一样，利用高磁导材料作屏蔽体，将磁场约束在屏蔽体材料内，如图 3.10-3 所示。

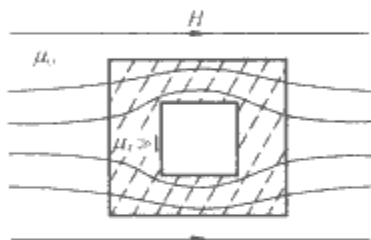


图 3.10-3 磁场屏蔽原理

磁场屏蔽不同于电场屏蔽，屏蔽体接地与否不影响磁屏蔽的效果；但磁屏蔽体对电场也起一定的屏蔽作用，因此一般也接地。

对于高频磁场，磁屏蔽依据另一种原理。高频磁场会在屏蔽壳体表面感生涡流，从而产生反磁场来抵消穿过屏蔽体的原来的磁场，同时增强屏蔽体旁边的磁场，使磁力线绕行而过，如图 3.10-4 (a) 所示。从图可以看出，当一金属板挡住高频磁场的磁力线时，磁力线将避开金属板绕行，这就起了磁屏蔽作用。图 3.10-4 (b) 所示为箱体在磁场作用下产生的感生涡流效应可以等效为一带涡流的圆柱。

高频磁场主要靠屏蔽壳体上感生的涡流所产生的反磁场起排斥原磁场的作用。涡流越大，屏蔽效果越好。因此，对于高频磁场的屏蔽，应选用良导体材料，如铜、铝或铜铸银等，随着频率增大，涡流亦增大，即磁屏蔽效果越好。但当涡流产生的反磁场足以完全排斥干扰磁场时，涡流也不再增大，而保持一个常值。此外，由于集肤效应，涡流只在材料的表面产生。因此，对于高频磁场，只要很薄的金属材料就足以屏蔽。

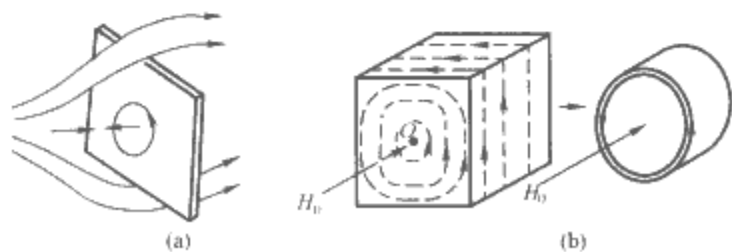


图 3.10-4 金属对高频磁场的排斥作用
(a) 平板；(b) 箱体及其等效

2.3 电磁场屏蔽的基本原理

对于电磁场，电场分量和磁场分量总是同时存在，只是当频率较低，而且在离骚扰源不远的地方（即近场条件），随着不同特性的骚扰源，其电场分量和磁场分量有很大差别。对于高电压、小电流的干扰源，近场以电场为主，其磁场分量可以忽略；而对于低电压、大电流的干扰源，近场以磁场为主，其电场分量可以忽略。因此，对上述这两种特殊情况，可以分别按电场屏蔽和磁场屏蔽来考虑。当频率较高，或在离干扰源较远的地方（即远场条件），不论干扰源本身特性如何，均可看作平面波电磁场，此时电场和磁场都不可忽略，因此就需要将电场与磁场同时屏蔽，即电磁屏蔽。

高频电磁屏蔽的原理主要依据电磁波到达金属屏蔽体时产生的反射及吸收作用。相差愈大，由反射引起的损耗也愈大；而反射与频率有关，频率愈低，反射愈严重。

当电磁波入射到不同媒质的分界面时，就会发生反射，使穿过界面的电磁能量减弱。由于反射现象而造成的电磁能量损失称为反射损耗。当电磁波穿过一层屏蔽体时要经过两个界面，要发生两次反射，因此电磁波穿过屏蔽体时的反射损耗等于两个界面上的反射损耗的总和。

对于电场波而言，第一个界面的反射损耗较大，第二个界面的反射损耗较小。对于磁场波而言，情况正好相反，第一个界面的反射损耗较小，第二个界面的反射损耗较大。

电磁波在屏蔽材料中传播时，会有一部分能量转换成热量，导致电磁能量损失，损失的这部分能量称为屏蔽材料的吸收损耗。电磁波在穿透屏蔽体时的能量吸收损耗主要是由于涡流引起的。涡流一方面产生反磁场来抵消原干扰磁场，同时产生热损耗。因此，频率越高，屏蔽体越厚，涡流损耗也越大。

电磁波在屏蔽体的第二个界面（穿出屏蔽体的界面）发生反射后，会再次传输到第一个界面，在第一个界面发生再次反射，而再次到达第二个界面，在这个界面会有一部分能量穿透界面，泄漏到空间。这部分是额外泄漏的，应该考虑进屏蔽效能的计算。这就是多次反射修正因子。

如果辐射源在屏蔽机箱的外部（例如，屏蔽是为了使机箱内的电路免受外界干扰的影响），则反射损耗和吸收损耗都对屏蔽效能有贡献。如果辐射源在屏蔽机箱内部（例如，屏蔽是为了抑制机箱内的电路辐射），则主要是吸收损耗对屏蔽效能有贡献，因为反射的能量总是在机箱内。

在近场区内，特定电场波的波阻抗随距离而变化。如果是电场波，随着距离的增加，波阻抗降低；如果是磁场波，随着距离的增加，波阻抗升高。在远场区，波阻抗保持不变。

近场区和远场区的分界面随频率的不同而不同，不是一个定数，这在分析问题时要注意。例如，在考虑机箱的屏蔽时，机箱相对线路板上的高速时钟信号而言，可能处于远场区，而对于开关电源较低的工作频率而言，可能处于近场区。在近场区设计屏蔽时，要分别考虑电场屏蔽和磁场屏蔽。

3 完整屏蔽体屏蔽效能的计算

3.1 屏蔽效能

屏蔽效能有时也称为屏蔽损耗（衰减），特别在单独考虑吸收或反射屏蔽效能时常用吸收损耗 SE_A 和反射损耗

SE_R 来表示。屏蔽效能 SE 或屏蔽损耗愈大,表示屏蔽效果愈好。屏蔽效能 SE 与传输系数 T 的关系为

$$SE = 20\lg \frac{1}{T} \quad (\text{dB}) \quad (3.10-6)$$

由于屏蔽效能是由吸收损耗和反射损耗及多次反射损耗三部分组成,故传输系数为

$$|T| = |T_A| \cdot |T_R| \cdot |T_B| \quad (\text{dB}) \quad (3.10-7)$$

式中: T_A 、 T_R 和 T_B 分别代表由于屏蔽体的吸收、反射和多次反射引起的传输系数,故

$$SE = 20\lg \frac{1}{|T_A|} + 20\lg \frac{1}{|T_R|} + 20\lg \frac{1}{|T_B|} \quad (\text{dB}) \quad (3.10-8)$$

或

$$SE = SE_A + SE_R + SE_B \quad (\text{dB}) \quad (3.10-9)$$

式中: SE 为总的屏蔽效能; SE_A 为吸收损耗; SE_R 为反射损耗; SE_B 为多次反射损耗。

电磁场在屏蔽体表面及屏蔽体内的吸收及反射的详细过程如图 3.10-5 所示,图中 P_{am} 为电磁场从空气介质至金属面的反射系数, P_{ma} 为电磁场从金属屏蔽体至空气介质面的反射系数, η 为传播常数, $\eta = \alpha + j\beta$,其中 α 为衰减常数, β 为相常数。金属屏蔽体的平面垂直于纸面,电磁波从左边向右边传播,到达屏蔽体 A 面时一部分反射回空气介质,另一部分穿透进入金属屏蔽体,然后在屏蔽体内继续衰减传播,当到达屏蔽体 B 面时,同样有一部分反射回金属屏蔽体内,另一部分穿透界面进入空气介质。穿透金属屏蔽体 B 面的电磁波为透射波,透射波与入射波的场强比即为传输系数。反射回金属屏蔽体的反射波到达 A 面时又将产生反射及透射。这样,在屏蔽体内部将发生多次来回反射的过程。

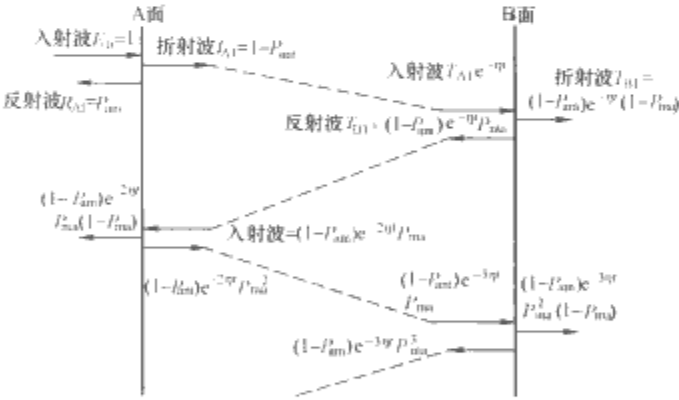


图 3.10-5 电磁波在屏蔽体表面及体内的吸收及反射过程

3.2 吸收损耗 SE_A

屏蔽体中电磁能损耗系由感生的涡流产生。由于高频涡流有集肤效应,电磁场在金属屏蔽体中将以衰减常数 α 按指数规律衰减。衰减常数 α 即为涡流系数

$$\alpha = \sqrt{\pi f \mu \sigma} = \frac{1}{\delta} \quad (3.10-10)$$

式中: δ 为集肤深度。当电磁波在介质中传播时,无论电场还是磁场,它们的幅度都按照指数规律衰减

$$E_1 = E_0 e^{-t/\delta}, H_1 = H_0 e^{-t/\delta}$$

电磁波在介质中传播,衰减为原始强度的 $1/e$ 或 37% 时所传播的距离,称为该材料的集肤深度。集肤深度的计算公式为

$$\delta = 0.066 / (f \mu_r \sigma_r)^{1/2} \quad (3.10-11)$$

式中, f 的单位为 MHz。常用金属的集肤深度见表 3.10-2。

表 3.10-2 常用金属的集肤深度 mm

| 频率 | 铜 | 铝 | 钢 | μ 金属 |
|-------|------|-------|--------|----------|
| 100Hz | 6.6 | 8.38 | 0.66 | 0.48 |
| 1kHz | 2.08 | 2.67 | 0.20 | 0.08 |
| 10kHz | 0.68 | 0.89 | 0.076 | |
| 1MHz | 0.08 | 0.08 | 0.008 | |
| 10MHz | 0.02 | 0.025 | 0.0025 | |

若屏蔽体的厚度为 t ,则吸收传输系数为

$$|T_A| = |e^{-\eta t}| = e^{-\alpha t} = e^{-t/\delta} \quad (3.10-12)$$

若以 dB 为单位,则吸收损耗为

$$SE_A = 20\lg \frac{1}{|T_A|} = 20 \frac{t}{\delta} \lg e = 8.686 \frac{t}{\delta} \quad (3.10-13)$$

而集肤深度表达式为

$$\delta = 1 / \sqrt{\pi f \mu \sigma} \quad (3.10-14)$$

代入式 (3.10-13),则 SE_A 可表示为

$$SE_A = 8.686 \sqrt{\pi f \mu \sigma} \cdot t = 1.31 t_{cm} \sqrt{f \mu_r \sigma_r} = 1314.3 t_{cm} \sqrt{f_{MHz} \mu_r \sigma_r} \quad (\text{dB}) \quad (3.10-15)$$

$\mu = \mu_r \mu_c$
 $\sigma = \sigma_r \sigma_c$

式中: t_{cm} 为金属屏蔽体的厚度, cm; f 为电磁波频率, f_{MHz} 为以 MHz 为单位的频率值; μ_r 为相对于铜的磁导率; μ_c 为铜的磁导率, $\mu_c = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m; σ_r 为相对于铜的电导率; σ_c 为铜的电导率, $\sigma_c = 5.8 \times 10^7$ S/m。

从式 (3.10-13) 可以看出,吸收损耗 SE_A 与 t/δ 成正比关系,即屏蔽体的厚度越大,吸收损耗 SE_A 越大。对于高频情况,一般 $t/\delta > 10$,则 SE_A 可以达到 80dB 以上。厚度每增加一个集肤深度,吸收损耗增加约 9dB,另外吸收损耗随屏蔽材料的磁导率和电导率,或被屏蔽电磁波的频率增加而增加。根据式 (3.10-14),集肤深度 δ 与频率、材料的磁导率 μ 及电导率 σ 的平方根均成反比,即在同样的电磁场频率条件下,对于 μ 及 σ 愈大的材料,集肤深度 δ 愈小,而对于同样的材料,频率越高,集肤深度越小。

当 $f = 1\text{MHz}$ 时,铜的集肤深度为 0.067mm,则厚度 $t = 0.067\text{mm}$ 的屏蔽体的吸收屏蔽损耗 SE_A 达 87dB。因此,对于高频,要达到一定屏蔽效果所需的屏蔽体厚度很小,一般能满足工艺结构和机械性能的厚度都能满足屏蔽的要求。

表 3.10-3 列出了几种常用金属屏蔽材料的相对电导率和相对磁导率。根据 SE_A 的要求,从式 (3.10-15) 就可以求得屏蔽体材料需要的最小厚度。

图 3.10-6 所示为厚度为 1mm 的不同屏蔽材料,包括不锈钢 ($\mu_r = 500$, $\sigma_r = 0.02$)、铝 ($\mu_r = 1$, $\sigma_r = 0.61$)、铜 ($\mu_r = 1$, $\sigma_r = 1$)、铁 ($\mu_r = 500$, $\sigma_r = 0.17$)、白铁皮 ($\mu_r = 1$, $\sigma_r = 0.15$)、坡莫合金 ($\mu_r = 10\,000$, $\sigma_r = 0.04$) 的吸收损耗 SE_A 随频率 f 变化的关系。

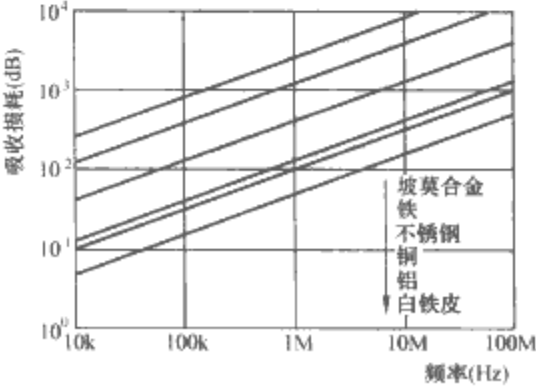


图 3.10-6 常见屏蔽材料的吸收损耗与频率的关系

表 3.10-3 常用金属材料对铜的
相对电导率 σ_r 和相对磁导率 μ_r

| 材料 | σ_r | μ_r | 材料 | σ_r | μ_r |
|-----|------------|---------|----------|------------|-------------|
| 银 | 1.05 | 1 | 铅 | 0.08 | 1 |
| 铜 | 1 | 1 | 铝 | 0.04 | 1 |
| 金 | 0.7 | 1 | 钛 | 0.036 | |
| 铝 | 0.61 | 1 | 铁 | 0.17 | 50~1000 |
| 锌 | 0.29 | 1 | 冷轧钢 | 0.17 | 180 |
| 黄铜 | 0.26 | 1 | 不锈钢 | 0.02 | 500 |
| 镉 | 0.23 | | 4%硅钢 | 0.029 | 500 |
| 镍 | 0.20 | | 热轧硅钢 | 0.038 | 1500 |
| 磷青铜 | 0.18 | 1 | 高磁导率硅钢 | 0.06 | 80 000 |
| 白铁皮 | 0.15 | 1 | 坡莫合金 | 0.04 | 8000~12 000 |
| 锡 | 0.15 | 1 | | | |
| 钽 | 0.12 | 1 | 铁镍钼超导磁合金 | 0.023 | 10^5 |
| 铍 | 0.10 | 1 | | | |

3.3 反射损耗 SE_R

电磁波从空气传播到达金属屏蔽体表面时会产生反射，反射损耗是金属屏蔽体对高频电波的另一个重要屏蔽机理。产生反射的原因是因为电磁波在空气介质中和在金属导体中的阻抗不一样。这种反射过程可用传输线相似的方法来分析。

若空气介质的波阻抗以 Z_w 表示，金属屏蔽体的波阻抗以 Z_m 表示。当骚扰电压为 U_0 ，在空气波阻抗 Z_w 上的电压为

$$U_1 = \frac{Z_w}{Z_w + Z_m} U_0 \tag{3.10-16}$$

当入射波到达金属界面时，在金属界面上建立的电压为

$$U_2 = \frac{Z_m}{Z_w + Z_m} U_0 \tag{3.10-17}$$

界面处的电压突降，由于加在传输线特征阻抗上的传输波到达终端时阻抗不匹配而产生反射波，如图 3.10-7 所示，那么反射波 $U_3 = U_1 - U_2$ ，则

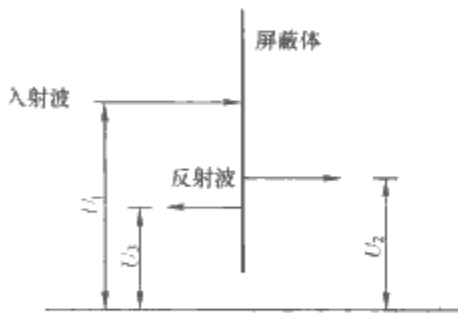


图 3.10-7 电磁波在空气—金属界面反射的原理

$$U_3 = \frac{Z_m - Z_w}{Z_m + Z_w} \cdot U_0 \tag{3.10-18}$$

若定义从空气至金属的反射系数 P_{am} 为反射波电压与干扰源电压的比

$$P_{am} = \frac{U_3}{U_0} = \frac{Z_m - Z_w}{Z_m + Z_w} \tag{3.10-19}$$

又定义波阻抗比为

$$q = \frac{Z_w}{Z_m} \tag{3.10-20}$$

则

$$P_{ma} = \frac{1 - q}{1 + q} \tag{3.10-21}$$

同理，可以得到从金属至空气介质表面的反射系数为

$$P_{ma} = \frac{q - 1}{1 + q} \tag{3.10-22}$$

电磁波通过屏蔽体，如不考虑屏蔽体内部的衰减，则由反射引起的传输系数为

$$|T_R| = (1 - P_{am})(1 - P_{ma}) \tag{3.10-23}$$

或反射损耗为

$$SE_R = 20 \lg \frac{1}{|T_R|} = 20 \lg (1 - P_{am})^{-1} (1 - P_{ma})^{-1} \text{ (dB)} \tag{3.10-24}$$

将式 (3.10-21) 及式 (3.10-22) 代入式 (3.10-24)，可得

$$SE_R = 20 \lg \frac{(1 + q)^2}{4q} \text{ (dB)} \tag{3.10-25}$$

因 $q \gg 1$ ，则

$$SE_R = 20 \lg \frac{q}{4} = 20 \lg \frac{Z_w}{4Z_m} \text{ (dB)} \tag{3.10-26}$$

可以看出，反射损耗与电磁波的波阻抗 Z_w 和屏蔽材料的特征阻抗 Z_i 有关。从式 (3.10-26) 中可以看出，对于特定的屏蔽材料，被屏蔽的电磁波的波阻抗越高，则反射损耗越大；对于确定的电磁波，屏蔽材料的阻抗越低，则反射损耗越大。

所有均匀介质的特征阻抗均可表示为

$$Z_i = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}} \tag{3.10-27}$$

其中

$$\omega = 2\pi f$$

式中： f 为入射电磁波的频率，Hz； ϵ 为介电常数。

对于金属， $\sigma \gg j\omega\epsilon$ ，则

$$|Z_m| = |Z_i| = \sqrt{\frac{\omega\mu}{\sigma}} = 3.69 \times 10^{-7} \sqrt{\frac{f\mu_r}{\sigma_r}} \tag{3.10-28}$$

对于空气， $\sigma \ll j\omega\epsilon_0$ 。在远区平面波情况下

$$|Z_w| = |Z_0| = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377\Omega \tag{3.10-29}$$

电磁波在空气中的波阻抗一般可表示为

$$|Z_w| = K \cdot Z_0 \tag{3.10-30}$$

在远场，电磁场为平面波，与源的性质无关

$$K = 1 \tag{3.10-31}$$

在近场，如果为高阻抗源或电场，则

$$K = \frac{\lambda}{2\pi r} = \frac{4.78 \times 10^7}{rf} \tag{3.10-32}$$

在近场，如果为低阻抗源或磁场，则

$$K = \frac{2\pi r}{\lambda} = \frac{rf}{4.78 \times 10^7} \tag{3.10-33}$$

式中： r 为源至屏蔽体的距离，m。

将式 (3.10-28) 及式 (3.10-30) ~ 式 (3.10-33) 代入式 (3.10-26)，整理可得：

对于远场的平面波，反射损耗为

$$SE_R = 168 + 10 \lg \left(\frac{\sigma_r}{\mu_r f} \right) = 20 \lg \frac{377}{4Z_m} \text{ (dB)} \tag{3.10-34}$$

对于近场的电场或高阻抗场，反射损耗为

$$SE_R = 321.7 + 10 \lg \left(\frac{\sigma_r}{\mu_r f^3 r^2} \right) = 20 \lg \frac{4500}{rfZ_m} \text{ (dB)} \tag{3.10-35}$$

对于近场的磁场或低阻抗场，反射损耗为

$$SE_R = 14.4 + 10 \lg \left(\frac{\sigma_r f r^2}{\mu_r} \right) = 20 \lg \frac{2rf}{Z_m} \text{ (dB)} \tag{3.10-36}$$

在近场的电场波和磁场波的波阻抗不同,因此近场屏蔽要分别考虑电场波和磁场波的情况。电场波的波阻抗较高,反射损耗较大。磁场波的波阻抗较低,反射损耗较小。对于电场波,屏蔽体距离辐射源越近,反射损耗越大。对于磁场波,屏蔽体距离辐射源越远,反射损耗越大。

反射损耗最大的特点是与电磁波的波阻抗有关。对于特定的屏蔽材料,波阻抗越高,反射损耗越大。对于铜屏蔽材料(其他材料的趋势也大致相同),根据电场源和磁场源的波阻抗变化规律,可以绘出图 3.10-8。

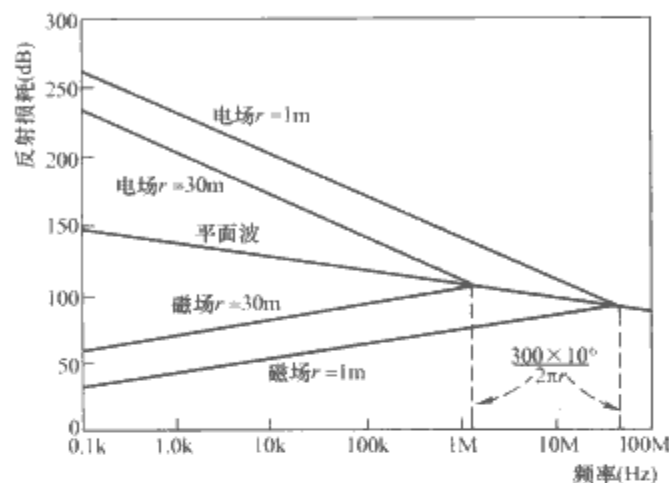


图 3.10-8 与辐射源的距离对铜屏蔽材料的反射损耗的影响

根据式 (3.10-34) ~ 式 (3.10-36) 可以分析得到远场和近场(电场或磁场)的金属反射损耗 SE_R 的特点:

(1) 无论近场或远场,不同材料的 SE_R 均相差一常数 $10\lg(\sigma_r/\mu_r)$ dB。由于铜的 $\sigma_r=1$, $\mu_r=1$, 而铁的 $\sigma_r=0.17$, $\mu_r=1000$, 则此常数为 37.7 dB。所以铁比铜的反射损耗均大 37.7 dB。

(2) 对于同一种材料,同一频率条件下,不同性质的电磁波所引起的反射损耗不一样。一般说来,近场(电场)的反射损耗 SE_R 最大,平面波的次之,而近场(磁场)的反射损耗最小。

(3) 平面波和电场的反射损耗均随电场的频率增高而下降,平面波的 SE_R 的下降斜率为 $-10\text{dB}/10$ 倍频程;而电场的 SE_R 下降斜率为 $-30\text{dB}/10$ 倍频程;但磁场的 SE_R 则随频率增高而增大,斜率为 $10\text{dB}/10$ 倍频程。

(4) 平面波的反射损耗 SE_R 与源的距离无关,但近场电场的 SE_R 以 $20\lg r$ 的速率下降,磁场的 SE_R 以 $20\lg r$ 的速率增加。

(5) 对于与源的距离 $r=1\text{m}$ 的情况,根据 $\lambda/(2\pi r)=1$, 可知当 $f=47.7\text{ MHz}$ 时,电磁场即可视为平面波。

根据式 (3.10-34) ~ 式 (3.10-36) 可以分析得到各种因素对反射损耗的影响:

(1) 电磁波类型的影响。电场波的波阻抗较高,因此具有较大的反射损耗。而磁场波的反射损耗较小。但当频率升高时,电场波和磁场波的反射损耗趋向于一致,最终汇合在平面波的反射损耗数值上。

(2) 距离的影响。距离电场源越近,则反射损耗越大。这是因为距离电场源越近,电磁波的波阻抗越高。对于磁场源,则正好相反。因此要获得尽量高的屏蔽效能,如果是电场源,则屏蔽体应尽量靠近辐射源;如果是磁场,则应尽量远离辐射源。

(3) 频率的影响。频率对反射损耗的影响有两个方面:一是频率升高时,电磁波的波阻抗发生变化,电场波的波

抗变低,磁场波的波阻抗变高;另一影响因素是频率升高时,屏蔽材料的阻抗发生变化(变大)。综合这两个方面的影响,就得出图示的反射损耗特性。对于平面波,由于波阻抗一定 (377Ω),因此随着频率升高,反射损耗降低。

必须注意的是,屏蔽材料的反射损耗并不是将电磁能量消耗掉,而是将其反射到空间,传播到其他地方。因此反射损耗很大并不一定是好事情,反射的电磁波可能对其他电路造成影响。特别是当辐射源在屏蔽机箱内时,反射波在机箱内可能会由于机箱的谐振得到加强,对电路造成干扰。

3.4 多次反射损耗 SE_B

电磁波每当入射到不同介质的界面时,都会发生反射。因此当入射波到达金属屏蔽体时,除了一部分能量被屏蔽体吸收并一次反射后穿透出屏蔽体外,在屏蔽体内的两个表面上还会产生多次反射。电磁波每一次反射都会有一部分能量穿透出屏蔽体,这就造成了额外的泄漏。因此,为了在屏蔽效能计算公式中体现这一点,在考虑屏蔽效能时除了吸收损耗 SE_A 及反射损耗 SE_R 外,还有多次反射修正因子——多次反射系数 SE_B 。

电磁波穿透屏蔽体总的传输系数 T 为

$$\begin{aligned} |T| &= |T_{B1}| + |T_{B2}| + |T_{B3}| + \dots \\ &= (1 - P_{am})(1 - P_{ma})e^{-|\eta|t} + (1 - P_{am}) \\ &\quad (1 - P_{ma})P_{ma}^2 e^{-3|\eta|t} + \dots \\ &= (1 - P_{am})(1 - P_{ma})e^{-|\eta|t} \\ &\quad (1 + P_{ma}^2 e^{-2|\eta|t} + P_{ma}^4 e^{-4|\eta|t} + \dots) \\ &= (1 - P_{am})(1 - P_{ma})e^{-|\eta|t} (1 - P_{ma}^2 e^{-2|\eta|t})^{-1} \\ &= |T_A| \cdot |T_R| \cdot |T_B| \quad (3.10-37) \\ |T_A| &= e^{-|\eta|t} \quad (3.10-38) \end{aligned}$$

式中

$$T_R = (1 - P_{am})(1 - P_{ma}) \quad (3.10-39)$$

$$T_B = (1 - P_{ma}^2 e^{-2|\eta|t})^{-1} \quad (3.10-40)$$

从式 (3.10-37) 及式 (3.10-40) 可以看出,除了吸收损耗 SE_A 及反射损耗 SE_R 外,还有一项多次反射项,若以 dB 表示,并考虑 $P_{ma} = \frac{q-1}{q+1} \approx 1$, 则多次反射项 SE_B 为

$$\begin{aligned} SE_B &= 20\lg \frac{1}{T_B} = 20\lg(1 - e^{-2|\eta|t}) = 20\lg(1 - e^{-2t/\delta}) \\ &= 20\lg(1 - e^{-2SE_A/8.68}) = 20\lg(1 - 10^{-0.1A}) \quad (\text{dB}) \end{aligned} \quad (3.10-41)$$

式中: t 为屏蔽体厚度; SE_A 为吸收损耗。

从式 (3.10-41) 可以看出,对于高频, t/δ 很大或吸收损耗 SE_A 很大,多次反射项 $SE_B \rightarrow 0$, 可以不必考虑;但对于低频, t/δ 很小或 A 很小,此时多次反射项 SE_B 就必须考虑。多次反射损耗为负,表明其减小屏蔽效能。对于电场波,由于大部分能量在金属与空气的第一个界面反射,进入金属的能量已经很小,造成多次反射泄漏时,电磁波在屏蔽材料内已经传输了 3 个厚度的距离,其幅度往往已经小到可以忽略的程度。对于磁场波,在第一个界面上,进入屏蔽材料的磁场强度是入射磁场强度的 2 倍,因此多次反射造成的影响是必须考虑的。当屏蔽材料的厚度较厚时(厚度与集肤深度相当时),形成多次反射泄漏的电磁波在屏蔽材料内传输 3 个厚度的距离,衰减已经相当大,多次反射泄漏也可以忽略。

3.5 材料的屏蔽效能

屏蔽效能越大,则总的屏蔽损耗也越大,屏蔽效果就越

好。总的屏蔽损耗包括吸收、反射及多次反射三部分，上面已分别加以讨论。一般情况下多次反射较小，因此计算总屏蔽效能时只要考虑吸收损耗及反射损耗即可。只有当频率极低，即 $t/\delta \ll 1$ 时才需要考虑多次反射项。

屏蔽效能可按式(3.10-8)或式(3.10-9)来求，其完整的表达式根据式(3.10-41)、式(3.10-13)、式(3.10-26)可得

$$SE = 20\log \left[e^{t/\delta} \frac{q}{4} (1 - e^{-2|\eta|t}) \right] \quad (\text{dB}) \tag{3.10-42}$$

式中： $e^{t/\delta}$ 为吸收损耗项； $q/4$ 为反射损耗项； $e^{-2|\eta|t}$ 代表多次反射项。除了极低频率， $|\eta|t \gg 1$ ，多次反射项可不考虑外，从式(3.10-42)可以看出，吸收损耗将随频率增高而增大，反射损耗对于电场将随频率增高而急剧下降，但对于磁场亦随频率增高而增大。

如图 3.10-9 所示，对于低频，由于集肤深度很大，吸收损耗很小，屏蔽效能主要决于反射损耗。而反射损耗与电磁波的波阻抗关系很大，因此，低频时不同的电磁波的屏蔽效能相差很大。电场波的屏蔽效能远高于磁场波。对于高频，随着频率升高，电场波的反射损耗降低，磁场波的反射损耗增加，另一方面由于集肤深度减小，吸收损耗增加，当频率高到一定程度时，吸收损耗已经很大，屏蔽效能主要由吸收损耗决定。由于屏蔽的吸收损耗与电磁波的种类（波阻抗）无关，在高频时，不同种类的电磁波的屏蔽效能几乎相同。

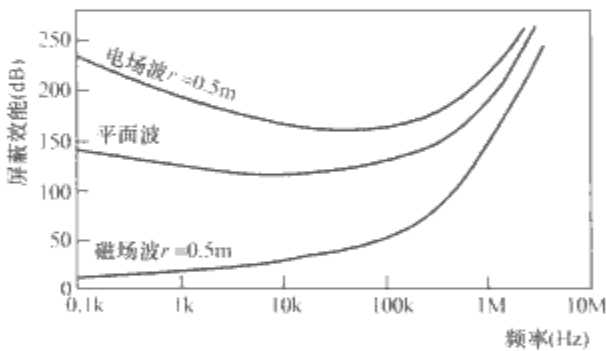


图 3.10-9 0.5mm 铝板的屏蔽效能随频率的变化曲线

从图 3.10-9 可以看出，屏蔽的难度按电场波、平面波、磁场波的顺序依次增加。电场波是最容易屏蔽的，而磁场波是最难屏蔽的。特别是频率较低的磁场波，很难屏蔽。了解这一点很重要，因为在选购屏蔽材料时，要参考厂家提供的屏蔽数据，一定要搞清楚数据是在什么条件下获得的。导电薄膜、导电涂覆层等对磁场往往屏蔽效能很低，厂家给出的屏蔽数据一般是电场波或平面波的。

可以看出，对于磁场，SE 随频率增高单调增大。但对于电场，SE 随频率增高，开始时下降（反射项起主要作用），然后回升（吸收项起主要作用）。

3.6 低频磁场的屏蔽效能

低频时平面波条件已不能满足。对低频电场的屏蔽很容易，困难的是对低频磁场的屏蔽。因此要采用高磁导率的强磁体作为低频磁场屏蔽体，此时主要靠吸收损耗起屏蔽作用，强磁体的屏蔽效能比抗磁体的好。当频率较高时，一般满足平面波条件，此时，反射损耗起主要作用，抗磁体的屏蔽性能比强磁体的好。而当频率更高时，吸收损耗又起主要作用，此时强磁体的屏蔽效能又比抗磁体的屏蔽效能高。

低频磁场是最难屏蔽的一种电磁波，这是由于其自身特性所决定的，首先，“低频”意味着集肤深度很深，这决定

了吸收损耗很小；“磁场”意味着电波的波阻抗很低，这决定了反射损耗也很小。由于屏蔽材料的屏蔽效能是由吸收损耗和反射损耗两部分构成的，当这两部分都很小时，总的屏蔽效能必然也很低。另外，对于磁场，多次反射造成的泄漏也是不能忽略的。

为了改善低频磁场的屏蔽效能，可以使用磁导率较高的材料，以增加吸收损耗。但是磁导率高的材料通常导电性不是很好，这会降低反射损耗。对于磁场而言，反射损耗已经很小，主要是靠吸收损耗，吸收损耗的增加往往比反射损耗的减小幅度大，因此还是能够改善屏蔽效能的。但需要注意的是，对于电场，由于反射损耗是主要的，当将屏蔽材料换成磁导率高的材料时，损失的反射损耗要大于获得的吸收损耗，使屏蔽效能降低。

然而，在很多 EMC 问题中，电场和磁场是同时存在的，为了能同时对电场和磁场进行有效屏蔽，希望既能增加吸收损耗，又不损失反射损耗。可以在高磁导率材料的表面增加一层高电导率材料，增加电

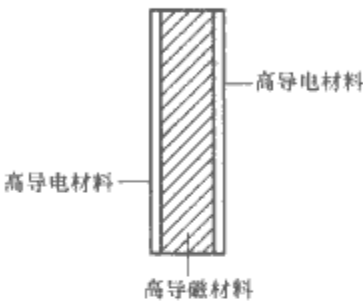


图 3.10-10 低频磁场屏蔽

场波在屏蔽材料与空气界面上的反射损耗，如图 3.10-10 所示。

对于频率极低（如直流或 50Hz）的磁场，用高磁导率材料做屏蔽时，除了吸收损耗以外，其磁旁路作用也是十分重要的。如图 3.10-11 所示，高磁导率材料构成的屏蔽体为磁场提供了一条低磁阻的通路，使磁场绕敏感器件。

高磁导率材料对磁场的旁路作用可以用磁路模型来等效，如图 3.10-11 所示，图中 R_S 和 R_0 分别代表屏蔽材料的磁阻和屏蔽体中空气的磁阻， H_0 为屏蔽体外部的磁场强度， H_1 为屏蔽体中心处的磁场强度。从等效磁路计算得到

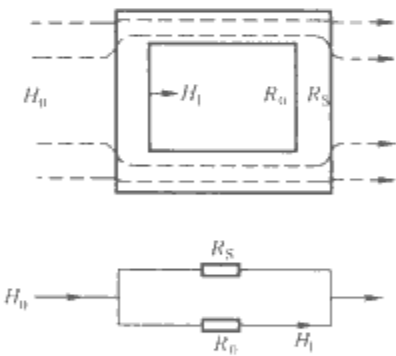


图 3.10-11 高磁导率材料的磁旁路作用及等效磁路图

$$H_1 = H_0 \frac{R_S}{R_S + R_0} \tag{3.10-43}$$

根据屏蔽效能的定义

$$SE = \frac{H_0}{H_1} = \frac{R_S + R_0}{R_S} = 1 + \frac{R_0}{R_S} \tag{3.10-44}$$

磁阻的计算公式为

$$R = \frac{S}{\mu A} \tag{3.10-45}$$

式中： S 为屏蔽体中磁路的长度； A 为屏蔽体中穿过磁力线的截面面积。

屏蔽体的磁阻越小，屏蔽效能越高。为了减小屏蔽体的磁阻，可增加磁路的截面积和使用磁导率尽量高的材料。另外应该使屏蔽体尽量小，这样可以使磁路尽量短，从而达到

减小磁阻的目的。

对低频磁场的屏蔽是最困难的,因为此时吸收损耗和反射损耗都非常小。由此可知,除了选用高磁导率材料外,还需增大屏蔽体的厚度。当然,若厚度太大,既笨重又不经济,则应采用多层屏蔽结构,这一问题将在下面讨论。

有时为了既考虑低频磁场又要照顾高频电磁场的屏蔽,同时为了使磁导率和电导率都提高,以增加吸收损耗,也可以在一种金属屏蔽体如铁上再镀一层其他金属,如铜、银等材料。

4 不完整或非实壁屏蔽的影响

上面讨论了完整金属屏蔽体的屏蔽作用,但在实际情况中往往遇到不完整的屏蔽,如屏蔽体(或屏蔽盒)存在缝隙、电缆孔、通风孔、开关及仪表等如图 3.10-12 所示。这样,电磁波会通过这些缝隙进入孔洞泄漏进去,因而破坏了屏蔽的完整性,降低总的屏蔽效能。在进行电磁屏蔽设计时,要妥善解决这些开口和贯通导体造成的屏蔽性能下降问题。

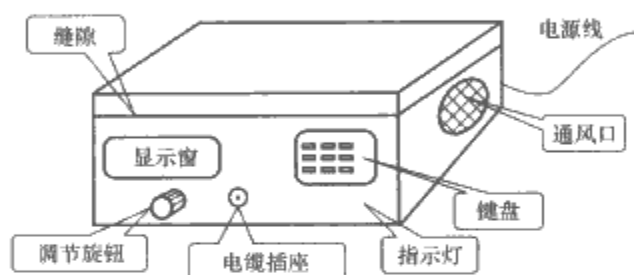


图 3.10-12 仪器外壳上的电磁泄漏源

当电磁波入射到一个缝隙孔洞时,其作用相当于一个偶极天线,当缝隙的长度达到 $\lambda/2$ 时(与缝隙的宽度无关),其辐射效率最高。也就是说,它可以将激励缝隙的全部能量辐射出去。

4.1 缝隙(孔隙)的影响

当屏蔽体有缝隙时,通常磁场泄漏的影响要比电场泄漏影响大。在大多数情况下,主要考虑磁场泄漏,所得的结论及防护方法也可以适用于电场泄漏。

如图 3.10-13 所示,在金属屏蔽体中有一无限长的缝隙,其间距为 g ,则通过屏蔽体缝隙泄漏的磁场为

$$H_p = H_0 e^{-\pi t/g} \quad (3.10-46)$$

式中: t 为屏蔽体的厚度, cm; g 为缝隙间距, cm; H_0 、 H_p 分别为屏蔽体前后侧的磁场强度。

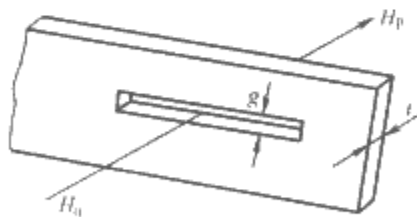


图 3.10-13 屏蔽体中缝隙对磁场泄漏的示意图

从式(3.10-46)可以看出,当缝隙窄而深时,电磁泄漏都很小;当缝隙宽而浅时,电磁泄漏就严重。因此为了减小缝隙的电磁泄漏,应尽量减小缝隙之间距。

电磁场通过缝隙的衰减量 H_g 为

$$H_g = 20 \lg \frac{H_0}{H_p} = 20 \times \frac{\pi t}{g} \times \lg e = 27.27 \frac{t}{g} \quad (\text{dB}) \quad (3.10-47)$$

因此,当屏蔽体的缝隙宽度与屏蔽体的厚度相等时,衰减量 H_g 约为 27dB。

再看无缝的屏蔽体的吸收衰减情况

$$H = H_0 e^{-t/\delta} \quad (3.10-48)$$

比较式(3.10-46)与式(3.10-48)可知,如果有缝隙时电磁场泄漏与无缝隙时电磁场经屏蔽体吸收衰减后的穿透值相等时,则有

$$g = \pi \delta \quad (3.10-49)$$

即缝隙宽度应为集肤深度的 3 倍左右。因此,缝隙宽度大于 3 倍集肤深度时,缝隙的泄漏应予考虑。

频率为 1MHz 时铜的集肤深度 $\delta = 0.067\text{mm}$,因此当缝隙的宽度 $g > 0.2\text{mm}$ 时,则应考虑电磁场通过缝隙的泄漏。电磁场的频率越高,集肤深度 δ 越小;或缝隙越大,缝隙的泄漏影响就越大。

对于一个厚度为 0 的材料上的缝隙,缝隙的长度为 L (mm),宽度为 W (mm),入射电磁波的频率为 f (MHz),则缝隙的屏蔽效能为

$$SE = 100 - 20 \lg \frac{Lf}{1 + 2.3 \lg(L/W)} \quad (3.10-50)$$

如果 $L \geq \lambda/2$, 则 $SE = 0$ 。式(3.10-50)是远场区中最坏情况下(造成最大泄漏的极化方向)的屏蔽效能,实际情况下屏蔽效能可能会更大一些。

【例 3.10-1】机箱上有一个 $60\text{mm} \times 20\text{mm}$ 显示窗,面板与机箱之间的缝隙为 $300\text{mm} \times 0.3\text{mm}$,计算远场的屏蔽效能。

解

显示窗的屏蔽效能 SE_1 为

$$SE_1 = 100 - 20 \lg 60 - 20 \lg f + 20 \lg [1 + 2.3 \lg(60/20)] \\ = 64 - 20 \lg f + 6 = 70 - 20 \lg f$$

在 $f = 2500\text{MHz}$ 时 ($L = \lambda/2$), $SE_1 = 0\text{dB}$ 。

缝隙的屏蔽效能 SE_g 为

$$SE_g = 100 - 20 \lg 300 - 20 \lg f + 20 \lg [1 + 2.3 \lg(300/0.3)] \\ = 50 - 20 \lg f + 18 = 68 - 20 \lg f$$

在 $f = 500\text{MHz}$ 时 ($L = \lambda/2$), $SE_g = 0\text{dB}$ 。

在近场区,缝隙的泄漏还与辐射源的特性有关。当辐射源是电场源时,缝隙的泄漏比远场时小(屏蔽效能高),而当辐射源是磁场源时,缝隙的泄漏比远场时要大(屏蔽效能低)。

如果 $Z_c > 7.99/(rf)$

$$SE = 48 + 20 \lg \frac{Z_c [1 + 2.3 \lg(L/H)]}{Lf} \quad (3.10-51)$$

如果 $Z_c < 7.99/(rf)$

$$SE = 20 \lg \frac{\pi r [1 + 2.3 \lg(L/H)]}{L} \quad (3.10-52)$$

在式(3.10-52)中,屏蔽效能与电磁波的频率没有关系。大多数情况下,电路满足式(3.10-51)的条件,这时的屏蔽效能大于 $Z_c < 7.99/(rf)$ 条件下的屏蔽效能。 $Z_c < 7.99/(rf)$ 时,假设辐射源是纯磁场源,可以认为是一种在最坏条件下对屏蔽效能的保守计算。对于磁场源,屏蔽效能与孔洞到辐射源的距离有关,距离越近,则泄漏越大。这点在设计时一定要注意,磁场辐射源一定要尽量远离孔洞。

4.2 孔洞的影响

若屏蔽体上有圆形、正方形或矩形的孔洞,则电磁波将通过这些孔洞泄漏。先考虑如图 3.10-14 所示的圆形或正方形孔洞,孔洞的面积为 S ,而屏蔽体的面积为 A ,当 $A \gg S$ 且孔洞的尺寸比波长小很多时,则电磁场通过孔洞的传输系数为

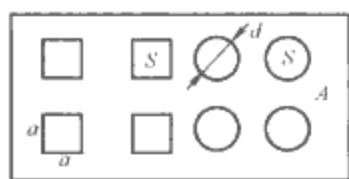


图 3.10-14 金属屏蔽导体上的圆形（正方形）孔洞

$$T = \frac{H_p}{H_0} = 4 \left(\frac{S}{A} \right)^{\frac{3}{2}} \quad (3.10-53)$$

式中： H_0 、 H_p 分别为屏蔽体孔洞前后侧的磁场。

若屏蔽体上有几个孔洞，则传输系数为

$$T_{nh} = 4n \left(\frac{S}{A} \right)^{\frac{3}{2}} \quad (3.10-54)$$

此式当 $\beta r_0 \ll 1$ 时，可获得相当准确的结果，其中 β 是波传播的相位常数， r_0 为源点至孔面的距离。

【例 3.10-2】 若在一块 $40\text{cm} \times 20\text{cm}$ 的金属导体屏蔽板上有直径为 1.5cm 的通风圆孔 32 个，试求此通风板对电磁场的传输系数。

解

孔洞的面积 $S = \frac{\pi d^2}{4} = 1.77\text{cm}^2$ ，屏蔽板的面积 $A = 800\text{cm}^2$ ，单个孔洞的传输系数 $T_h = 4 \times \left(\frac{S}{A} \right)^{\frac{3}{2}} = 4.1 \times 10^{-4}$ 。而总传输系数 $T_{nh} = 32 \times 4.1 \times 10^{-4} = 1.3 \times 10^{-2}$ ，则 $H_{nh} = 0.013H_0$ 。

对于矩形孔洞，若矩形短边为 a ，长边为 b ，如图 3.10-15 所示，当长边横过电流通路时则将破坏电流分布，其影响要比圆孔或正方形孔的严重，也就是说矩形孔洞要比圆形或正方形孔的传输系数大。

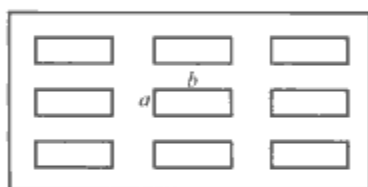


图 3.10-15 矩形孔洞

若矩形孔洞的面积为 S' ，与矩形孔洞泄漏相等效的圆面积为 S ，则

$$S = KS' \quad (3.10-55)$$

式中

$$K = \sqrt[3]{\frac{b}{a}} \xi^2 \quad (3.10-56)$$

$$\text{而 } \xi = \begin{cases} 1 & (\text{当 } b/a = 1, \text{即正方形时}) \\ \frac{b}{2a \ln \frac{0.63}{a}} & (\text{当 } b/a \gg 1, \text{即狭长矩形时}) \end{cases}$$

(3.10-57)

根据式 (3.10-57)，可将 ξ 与 b/a 的关系作图，如图 3.10-16 所示。

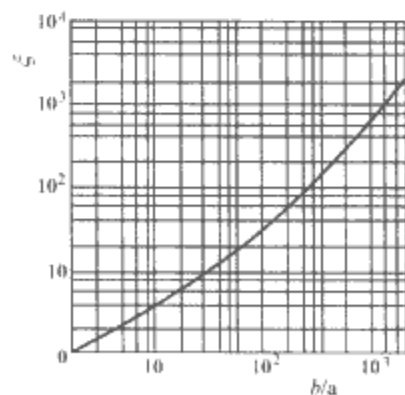


图 3.10-16 ξ 与 b/a 的关系

【例 3.10-3】 若在同上例 3.10-2 一样大小的 $40\text{cm} \times 20\text{cm}$ 的金属导体屏蔽板上安排 $4.2\text{cm} \times 0.42\text{cm}$ 的矩形通风

孔 32 个，试求此通风板对电磁场的传输系数，并与例 3.10-2 圆孔情况作比较。

解

孔洞的面积 $S' = a \times b = 1.76\text{cm}^2$ ，屏蔽板的面积 $A = 800\text{cm}^2$ ，矩形孔的 $b/a = 10$ 。从图 3.10-16 可知 $\xi = 2.7$ ，根据式 (3.10-56) 知 $K = 4.2$ ，则等效圆面积 $S = KS' = 7.39\text{cm}^2$ ，因此单个孔洞的传输系统

$$T_h = 4 \left(\frac{KS'}{A} \right)^{\frac{3}{2}} = 3.5 \times 10^{-3} \quad (3.10-58)$$

对于有 n 个矩形孔洞的传输系数为

$$T_{nh} = 4n \left(\frac{KS'}{A} \right)^{\frac{3}{2}} \quad (3.10-59)$$

在这两例中，矩形孔的面积 S' 与圆形孔的面积 S 大致相等，但矩形孔对电磁场的传输系数要为圆形孔的 8.6 倍。此矩形孔通风板的总传输系数为

$$T_{nh} = 32 \times 3.5 \times 10^{-3} = 0.112 \quad \text{H} \quad (3.10-60)$$

这样，在有孔洞的金属导体屏蔽板的后侧的总传输系数 T_T 应为金属导体板本身的穿透传输系数 T_s 与孔洞的传输系数之和，即

$$T_T = T_s + T_{nh} \quad (3.10-61)$$

式中 T_s 由式 (3.10-47) 求出， T_{nh} 由式 (3.10-48) 或式 (3.10-56) 求出。因此屏蔽效能为

$$SE = 20 \lg \left| \frac{1}{T_s + T_{nh}} \right| \quad (3.10-62)$$

当 n 个尺寸相同的孔洞排列在一起，并且相距很近时，造成的屏蔽效能下降为 $20 \lg \sqrt{n}$ 。在不同面上的孔洞不会增加泄漏，因为其辐射方向不同，这个特点可以在设计中用来避免某一个面的辐射过强。

4.3 波导结构孔洞的影响

金属管对于电磁波，具有高频容易通过、低频衰减较大的特性。这与电路中的高通滤波器十分相像。与滤波器类似，波导管的频率特性也可以用截止频率来描述。如果选择适当的开口尺寸，使波导管相对于所感兴趣的频率处于截止区，这个导管就称为截止波导管。当电磁波的频率高于截止频率 f_c 时，电磁波可以自由通过，而电磁波的频率低于截止频率 f_c 时，波导管具有衰减作用。截止波导管对低于截止频率以下的电磁波衰减很大。利用这个特性就可以实现电磁屏蔽和保持物理连通的双重作用。

典型的波导管有圆形波导管和矩形波导管两种形式，六角形波导管介于二者之间，如图 3.10-17 所示。由于截止波导管的吸收损耗，当电磁波穿过截止波导管时，会发生衰减，这种衰减称为截止波导管的吸收损耗。截止波导管的屏蔽效能由吸收损耗部分加上前面所讨论的孔洞的屏蔽效能（反射损耗）两部分构成。

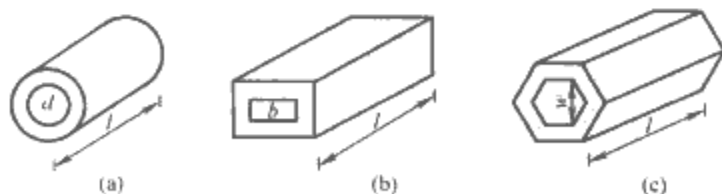


图 3.10-17 典型的波导管结构

(a) 圆波导管；(b) 矩形波导管；

(c) 六角形波导管

圆波导管的截止频率 f_c 及截止波长 λ_c 为

$$f_c = \frac{17.5}{d} \quad (\text{GHz}) \quad (3.10-63)$$

$$\lambda_c = 1.71d \quad (\text{cm}) \quad (3.10-64)$$

式中: d 为圆波导管的内直径。

矩形波导管的截止频率 f_c 及波长 λ_c 为

$$f_c = \frac{15}{b} \quad (\text{GHz}) \quad (3.10-65)$$

$$\lambda_c = 2b \quad (\text{cm}) \quad (3.10-66)$$

式中: b 为矩形波导管的长边。

六角形波导管的截止频率为

$$f_c = \frac{15}{w} \quad (\text{GHz}) \quad (3.10-67)$$

对于低于截止频率的电磁波, 从波导管一端传至长度为 l 的另一端时将衰减, 其衰减损耗为

$$SE_A = 1.823 \times 10^{-9} l f_c \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \quad (\text{dB}) \quad (3.10-68)$$

若 $f \ll f_c$, 则式 (3.10-69) 简化为

$$SE_A = 1.823 \times 10^{-9} f_c l \quad (\text{dB}) \quad (3.10-69)$$

将式 (3.10-63)、式 (3.10-65) 及式 (3.10-67) 代入式 (3.10-69), 可分别得到:

圆形波导管衰减损耗

$$SE_A = 32 \frac{l}{d} \quad (\text{dB}) \quad (3.10-70)$$

矩形波导管衰减损耗

$$SE_A = 27.3 \frac{l}{b} \quad (\text{dB}) \quad (3.10-71)$$

六角形波导管衰减损耗

$$SE_A = 32 \frac{l}{w} \quad (\text{dB}) \quad (3.10-72)$$

长度与直径相等的圆形波导管具有 32dB 的衰减, 当干扰的频率远低于波导管的截止频率时, 若波导管的长度增加一个截面最大尺寸, 则损耗增加将近 30dB。当圆形波导管的长度为直径的 3 倍时, 其衰减可达 96dB; 同理当矩形波导管的长度为长边的 3 倍时, 其衰减可达 81dB, 因此波导管具有很好的抑制电磁波的性能。一般要求 $l/d \geq 4$ 或 $l/b \geq 4$ 或 $l/w \geq 4$ 。

若屏蔽板上的孔洞直径小于屏蔽板厚度时, 这些孔洞可以看作是波导, 其长度即为屏蔽板的厚度。在电子仪器面板上波导管结构可以作旋钮的电磁波抑制用, 在通风板上常用蜂窝结构波导管。

4.4 金属网的影响

金属网是常用的非实壁型屏蔽体, 它广泛用于需要自然通风或可向内窥视的屏蔽室, 或用于对照明孔、仪表安装孔、加水孔的屏蔽以及对电缆连接头的附加屏蔽等。金属屏蔽网的材料通常为铜、铝或镀锌铁丝, 而结构有两种: 一种是将每个网孔金属丝的交叉点均焊牢; 另一种是将编织的细金属网丝夹于两块玻璃或有机玻璃板之间。

每个金属网的网眼均可看作是小波导管, 电磁波的频率高于波导管的截止频率时, 电磁波可自由通过。若网眼的空隙宽度为 b , 从式 (3.10-66) 可知截止波长 $\lambda_c = 2b$ 。当电磁波的频率低于截止频率时, 金属网可起屏蔽作用; 但屏蔽效能 SE 主要由反射损耗贡献, 吸收损耗较小, 多次反射及其他修正项均很小, 一般可不考虑。对于平面波, 金属屏蔽网的屏蔽效能可以用下式近似估计:

$$\text{当 } \frac{\lambda}{2} < b \text{ 时}$$

$$SE = 0 \quad (3.10-73)$$

$$\text{当 } \frac{\lambda}{2} > b \text{ 时}$$

$$SE = 20 \lg \left(\frac{\lambda/2}{b} \right) = 20 \lg \left(\frac{1.5 \times 10^{-4}}{bf} \right) \quad (\text{dB}) \quad (3.10-74)$$

式中: b 的单位为 cm; f 的单位为 MHz。可以看出, SE 随频率 20dB/10 倍频率的速率下降, 直至频率达截止频率 f_c ($=\frac{15}{b}$ GHz) 时为 0。频率越低, 屏蔽效能越大, 但也存在极限值。对于铜或铝网, 最大的屏蔽效能为 110dB; 对于镀锌钢丝网, 最大的屏蔽效能为 140dB。电磁波波长 $\lambda \gg 2\pi r$ (r 为源至屏蔽网的距离) 时, 不再满足平面波的条件, 对于电场, SE 较上述平面波给出的值高; 对于磁场, SE 则低于平面波给出的值。

在最主要的电磁干扰的频率范围 (1~100MHz) 内, 金属屏蔽网的屏蔽效能 SE 约在 60~100dB ($b=1.27\text{mm}$)。玻璃夹层的金属屏蔽网也可以有较大的屏蔽效能, 大约为 50~90dB。金属网虽然也可以方便地作为窥视窗的屏蔽, 一般也有足够的屏蔽效能, 但其主要的缺点是透明度较差, 不够美观, 而且还可能存在不希望有的绕射光栅问题。

4.5 编织屏蔽层的影响

用金属导线编织成的屏蔽材料主要用于电缆的屏蔽层或屏蔽套管。编织屏蔽层比较柔软, 易于弯曲, 较密的金属网有较好的屏蔽性能。编织屏蔽材料的结构如图 3.10-18 所示。

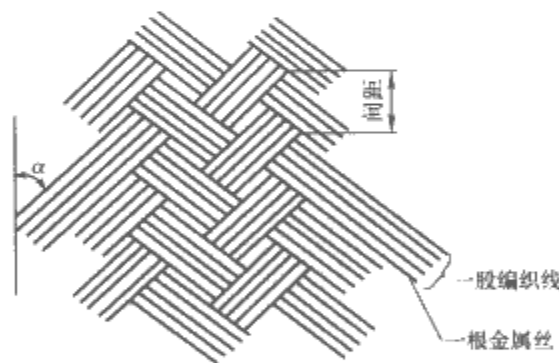


图 3.10-18 典型的编织屏蔽层结构示意图

编织屏蔽材料的屏蔽效能很难准确计算, 主要靠实际测量给出。一般来说, 在低频磁场中 ($<100\text{kHz}$), 频率、编织的密度和编织线的磁导率越低, 则屏蔽效能越低。因此对编织股每股的根数以及编织股与电缆轴线的夹角, 均有一定的要求, 以便有足够的屏蔽覆盖率。一般每股编织线数 $N=5$, 夹角 α 在 $10^\circ \sim 40^\circ$ 之间。

通常单层编织材料的屏蔽效能为 50~60dB, 而双层编织材料的屏蔽效能大约增加 30dB, 即为 80~90dB。

4.6 薄膜及导电玻璃的屏蔽影响

有时实际工作中既需要考虑电磁屏蔽, 又要求能透光, 例如有些探测器探测软 γ 射线或 X 射线, 需要在低阻材料 (如泡沫塑料) 或有机介质薄膜上喷镀上一层金属薄膜。这样可以透过 X 射线, 又能起电磁屏蔽作用。由于这层薄膜很薄, 其厚度远小于 $\lambda/4$ (λ 为干扰电磁波的波长), 则此屏蔽体称为薄膜屏蔽体。薄膜屏蔽体屏蔽与一般屏蔽体屏蔽不同之处在于它的厚度很薄, 吸收损耗可以忽略不计, 主要靠反射损耗来进行屏蔽, 但多次反射往往不能完全忽略。

薄膜屏蔽的屏蔽效能可用式 (3.10-42) 来计算, 只是

当频率较低时， $t/\delta \ll 1$ 。现以铜薄膜为例，将不同厚度的薄膜屏蔽效能列于表 3.10-4。

表 3.10-4 不同厚度铜薄膜的屏蔽效能

| 薄膜厚度 t | 10.5 μm | | 125 μm | | 0.22mm | | 2.2mm | |
|--------------------------|--------------------|--------|-------------------|--------|--------|--------|-------|--------|
| 频率 $f(\text{MHz})$ | 1 | 10^3 | 1 | 10^3 | 1 | 10^3 | 1 | 10^3 |
| 吸收损耗 $SE_A(\text{dB})$ | 0.014 | 0.44 | 0.16 | 5.2 | 0.29 | 9.2 | 2.9 | 92 |
| 反射损耗 $SE_R(\text{dB})$ | 109 | 79 | 109 | 79 | 109 | 79 | 109 | 79 |
| 多次反射损耗 $SE_B(\text{dB})$ | -47 | -17 | -26 | -0.6 | -21 | 0.6 | -3.5 | 0 |
| 总屏蔽效能 $SE(\text{dB})$ | 62 | 62 | 83 | 84 | 88 | 90 | 108 | 171 |

由表 3.10-4 可以看出薄膜屏蔽体的吸收损耗非常小，较反射损耗可以忽略，而多次反射损耗修正项对于厚度很小的情况还是不能忽略。厚度为 0.22mm 以下的薄膜的总屏蔽效能约为 60~90dB。

薄膜技术还广泛用来在光学玻璃、有机玻璃的窥视窗上喷涂一层导电金属层作为电磁干扰屏蔽层。这种既透光又能导电的材料也称为导电玻璃。薄膜的厚度为微米 (μm) 量级，其表面电阻一般以表面电阻 $\Omega/\text{方块}$ 来表示。由于电磁屏蔽主要靠反射损耗，在频率大于 1MHz 以上屏蔽效能将以 20dB/10 倍频程降低，而在 1GHz 左右将降为 0，如图 3.10-19 所示。

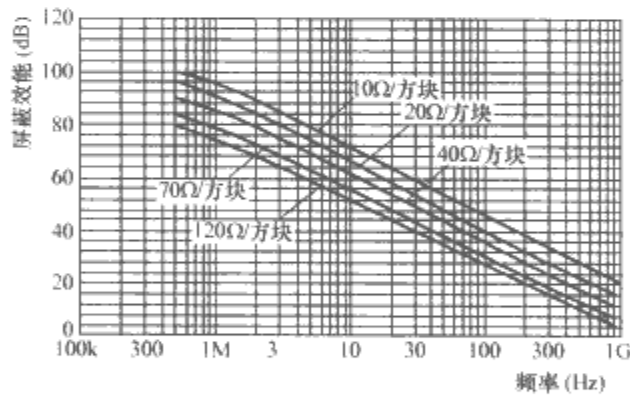


图 3.10-19 几种导电玻璃的屏蔽效能与频率的变化关系图

不同表面电阻的导电玻璃的透光率与表面电阻 (以 $\Omega/\text{方块}$ 表示) 的关系如图 3.10-20 所示，由图可以看出，透光率为 60%~80% 相当于表面电阻为 10~120 $\Omega/\text{方块}$ 。

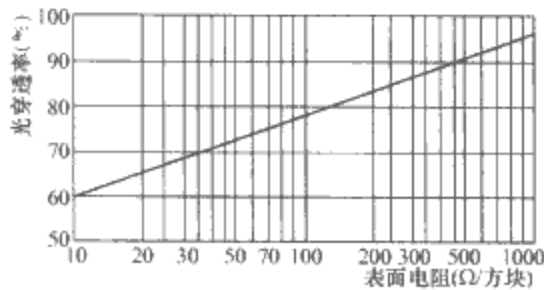


图 3.10-20 导电玻璃透光率与表面电阻的关系

导电玻璃虽然也具有电磁屏蔽作用，但屏蔽效能要比金属屏蔽网的低，二者的比较列于表 3.10-5。

表 3.10-5 金属网与导电玻璃窗屏蔽效能的比较

| 频率 (MHz) | 金属屏蔽网 (dB) | 导电玻璃 (dB) | 屏蔽网的优势 (dB) |
|----------|------------|-----------|-------------|
| 1 | 98 | 74~95 | 3~24 |
| 10 | 93 | 52~72 | 21~41 |
| 10^2 | 82 | 28~46 | 36~54 |
| 10^3 | 60 | 4~21 | 39~56 |

一般导电玻璃的表面电阻为 10 $\Omega/\text{方块}$ ，其屏蔽效能最接近于金属屏蔽网；但频率愈高，二者的差别愈大。在无线电频率范围内，特别是在 30MHz 以上频率时，导电玻璃的屏蔽效能要比金属网的低得多。但若从美观角度看，导电玻璃则比屏蔽网好。因此采用哪一种窥视窗，要根据屏蔽要求及实际情况而定。

5 屏蔽体整体设计

一般屏蔽体都是封闭式整体，包括屏蔽室、仪器的机壳、探测器的屏蔽壳体、电子部件的屏蔽盒、元器件的包装盒 (壳体) 等。根据不同的工作环境，对屏蔽的要求也各不相同。本节主要对设计的原则加以综述。

5.1 屏蔽体设计原则

设计一般按如下的程序进行：

(1) 确定电磁环境。包括电磁场的类型 (电场、磁场或平面波)、场的强度、频率以及屏蔽体至源的距离等。在采取有效的屏蔽措施以前，首先弄清哪个是骚扰源，哪个是敏感体，它们之间通过什么方式进行耦合。一般来说，高电平电路是干扰源，低电平电路是感受器。有时干扰产生的原因往往很复杂，可能有数个干扰源通过不同的耦合途径同时作用于一个感受器。在这种情况下，首先要抑制较强的干扰，然后再对其他干扰采取相应的抑制措施。为了抑制干扰，一般仅需单独屏蔽干扰源或感受器，在屏蔽要求特别高的场合，干扰源和感受器都需要屏蔽。

(2) 确定屏蔽要求。确定接收机的敏感度以及对屏蔽体的屏蔽要求。根据设备和电路单元、组件工作时的电磁环境要求，提出保证设备或分系统能正常运行所必需的屏蔽效能值。对于诸如接收机、灵敏的测试仪器和控制系统等敏感设备，可根据敏感度极限值和工作环境的电磁干扰场强确定其机箱的屏蔽效能。对于各种信号源、发射机及其他干扰场源，可根据有关标准规定的辐射发射极限值和自身的辐射场强来确定所需要的屏蔽效能。

(3) 屏蔽体的结构设计。屏蔽体的结构设计可按下列步骤进行：

1) 初步设计。根据屏蔽效能要求，并结合拟采用的屏蔽体结构型式，对构成实际屏蔽效能的诸因素分别作出假定，其中实心型屏蔽的屏蔽效能至少比要求的屏蔽效能大 20dB，屏蔽体上最薄弱因素的屏蔽效能至少比要求的屏蔽效能大 10dB。然后分别计算屏蔽效能，若所得的总屏蔽效能小于或远大于要求的屏蔽效能，应对诸因素的屏蔽效能重新作出假定，但起决定作用的是几个较薄弱的因素，所以只要适当调整它们的屏蔽效能，就能满足屏蔽要求。

在能满足要求条件下，尽量采用单层完整屏蔽结构。

2) 选择屏蔽材料。对于电场屏蔽，主要选择高电导率材料 (如铜)；对于磁场屏蔽，特别是低频磁场屏蔽，主要选择铁或其他高磁导率材料，若达不到要求，在允许的条件

下可采取增加厚度的办法。

对于实心型屏蔽,不论哪种材料,当频率增高到某一限值后,其屏蔽效能将要取决于吸收损耗,这一频率限值对于铁磁性材料(主要是薄钢板)大约是 10MHz 量级,对于非磁性金属大约是 1MHz 量级。在频率高达 1.5GHz,钢的吸收损耗仍大于铜、铝。所以,只要条件允许,可优先考虑采用薄钢板,以降低成本。

对于高 Q 值谐振回路的屏蔽盒,若采用薄钢板等铁磁性材料,将引入较大的损耗,使回路的 Q 值下降,这时应选用铜、黄铜镀银或铝等良导体作为屏蔽材料。

为了提高薄钢板的反射损耗,可在其表面镀上锌、铜、锡或锡铅合金等。镀层还能起到表面防腐作用。

3) 选择屏蔽体结构形式。屏蔽体的结构形式应根据屏蔽要求进行选择。通常,为了抑制 150kHz 以上的射频干扰,采用薄金属板做成简单的单层屏蔽就可获得 40dB 左右的屏蔽效能。若要使单层屏蔽的屏蔽效能达到 70~80dB,就要认真地进行屏蔽结构的完整性设计。为获得更高的屏蔽效能,一般要采用双层屏蔽。如要对低频磁场和高频电磁同时进行屏蔽,就要采用铁磁性材料和导电材料的复合屏蔽结构。

4) 确定屏蔽体壁厚。根据初步设计中假定的实心型屏蔽效能值,计算屏蔽体壁厚,一般应留有足够余量并保证有足够的机械强度和刚度。

根据电磁屏蔽的要求及电磁场的性质,适当选择材料的电导率、磁导率及厚度,估计所选择的材料及厚度是否合理。如不能满足要求,则另行选择材料及其厚度,或者采用多层屏蔽结构。

5) 进行屏蔽体的完整性设计。屏蔽要求较高的屏蔽体,应根据设备具体要求、材料供应情况和生产工艺条件等对屏蔽体进行完整性设计,以抑制屏蔽体上所有电气不连续处造成的电磁能量泄漏。

特别要注意屏蔽盒的盖子、屏蔽室接缝时缝隙、电缆进出口等孔洞的屏蔽问题。屏蔽体上各种电气不连续处的屏蔽效能是总屏蔽效能决定因素,因此在屏蔽设计时要特别注意那些电磁能量泄漏最大的因素,尽可能采取措施提高它的屏蔽效能。有些屏蔽体虽然选用最好材料并且厚度有足够的裕量,但若对屏蔽体的完整性设计重视不够,仍不能达到预期效果。

(4) 多层屏蔽。如果单层屏蔽不能满足屏蔽要求,可以用双层以上的屏蔽,以获得更好的屏蔽效果。

多层屏蔽结构将在下面讨论。原则上是靠近源的屏蔽层应采用低磁导率、高饱和电平的材料以避免磁饱和,而第二层则采用高磁导率的材料。

当屏蔽室需要透明时,可以采用金属网屏蔽,金属网的屏蔽效能显然要比金属实壁屏蔽体的要低,一般均采用双层屏蔽网。

(5) 协调屏蔽与其他要求的矛盾。对屏蔽的要求往往与对系统(设备或电路单元)其他方面的要求有矛盾,如通风散热、易维护性、易观察性、体积、重量和成本等。不同电路的屏蔽要求也不同。这就要求设计人员权衡利弊,从获得较佳的费用效益比出发,寻求最佳的设计方案,以满足设备技术条件规定的各方面要求。切勿仅对设备某一方面的性能提出不切实际的要求,造成人力、物力、时间、成本上的浪费。

对于通风孔、窥视窗、探测器的开口屏蔽壳体、仪器的调节旋钮、电缆进出口接插件等开口处均应按特殊要求进行设计,这在下面将专门讨论。

(6) 检查屏蔽体的谐振。屏蔽机箱或屏蔽盒可看作是一

个波导谐振腔,检查在屏蔽体的工作频段内有无谐振点,如有,就要根据谐振所造成的影响采取相应措施。不过对那些仅是屏蔽外来干扰的屏蔽体,谐振的影响通常可以不计。

5.2 屏蔽材料的选择

在电磁环境确定之后,屏蔽体的设计首先是选择适当的屏蔽材料。对于屏蔽材料的选择主要是考虑材料的电导率 σ 、磁导率 μ 及厚度 t 。因为在一定的电磁环境下,屏蔽体的屏蔽效能主要取决于这些参数。

对于电场屏蔽,选择屏蔽材料的原则是电导率愈高愈好。由于电场的波阻抗是高值,且 $Z_w \gg Z_m$,则反射损耗占主要成分,屏蔽效能主要靠反射,而吸收损耗十分次要。只是在极高频率和材料厚度很大条件下才考虑吸收损耗。因此对于电场屏蔽主要只选择高电导率材料,如铜、铝、金等抗磁性材料。由于反射损耗是表面过程,与材料厚度无关,因此可不考虑材料厚度,材料厚度只由材料的机械强度来决定。

对于平面波电磁场的屏蔽,当屏蔽体至源的距离 $r \geq \frac{\lambda}{2\pi}$ 时,不论源的性质(电场或磁场)如何,均属于平面波。对于平面波的屏蔽也是要求材料的电导率高、磁导率低。因此电场屏蔽材料,如铜、铝、金等完全适用于对平面波的屏蔽。

对于磁场屏蔽,磁场的反射损耗很小,吸收损耗成为主要的成分,因此对磁场主要选择高磁导率的材料。高磁导率材料中磁阻很小。高磁导率材料作屏蔽可使磁场压缩在屏蔽体内。

采用磁性材料屏蔽磁场是有利的。因为其磁导率 μ 很大,虽然电导率 σ 减小,但 $\mu\sigma$ 的乘积却提高,这样吸收损耗也增大。

必须注意的是,一般磁性材料的磁导率是指直流的磁导率;而当频率增加时,磁导率将下降,而且直流磁导率愈大的材料,随着频率的增加,其磁导率也降低愈多,如图 3.10-21 所示。在 100kHz 时, μ 金属的磁导率还不如冷轧钢高,高磁导率材料通常应用在 10kHz 以下。超过 100kHz 时,冷轧钢的磁导率也开始下降。高磁导率材料的这种特性是应用中必须注意的。

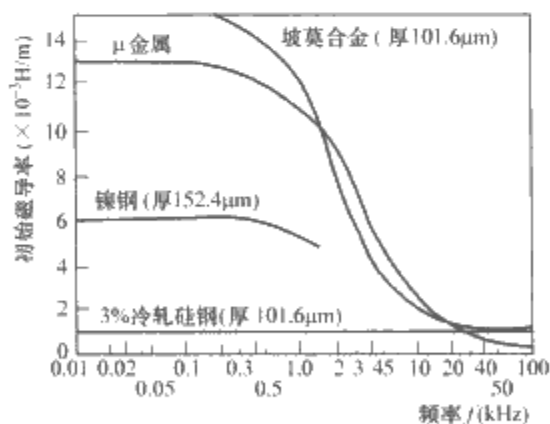


图 3.10-21 几种常用磁性材料的初始磁导率与频率的关系

从图 3.10-21 可以看出, μ 金属的直流磁导率虽高于冷轧硅钢 13 倍,但在 100kHz 时反而比冷轧硅钢的低。

磁屏蔽材料的屏蔽效能还与外加磁场的强弱有关,典型的磁化曲线及磁导率与磁场强度 H 的关系如图 3.10-22 所示。静磁导率 $\mu = \Delta B / \Delta H$ 在场强适中的部分,磁导率最高,这时屏蔽效能最高。在场强大或小时,磁导率都较低。大场

强时，磁导率降低是由于饱和，当场强超过饱和点时，磁导率迅速下降，这与材料的种类和厚度有关。一般磁导率越高的材料，越容易饱和。

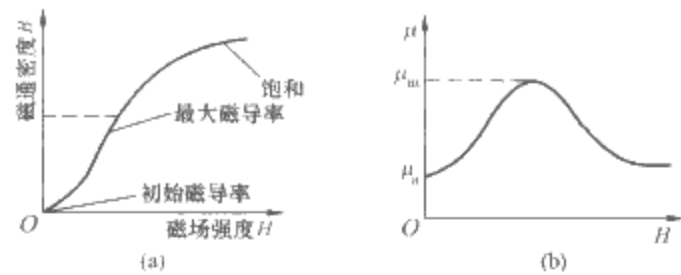


图 3.10-22 不同磁场的磁导率与磁场强度的关系
(a) 典型的磁化曲线；
(b) 典型的磁导率与磁场的关系

钢的相对磁导率随频率变化的数据如表 3.10-6 所示。

表 3.10-6 钢的相对磁导率随频率变化的数据

| 频 率 (MHz) | 相对磁导率 $\mu_r (\times 10^{-6} \text{ H/m})$ | 频 率 (MHz) | 相对磁导率 $\mu_r (\times 10^{-6} \text{ H/m})$ |
|--------------|---|--------------|---|
| 0.000 1 | 1000 | 1 | 700 |
| 0.001 | 1000 | 10 | 500 |
| 0.01 | 1000 | 100 | 100 |
| 0.1 | 1000 | 1000 | 50 |

要屏蔽的磁场很强时，存在一对矛盾，即为了获得较高的屏蔽性能，需要使用磁导率较高的材料，但这种材料容易饱和。如果用比较不容易饱和的材料，往往由于 μ 较低，屏蔽性能又达不到要求。采用双层屏蔽可以解决这个问题。先用磁导率较低，但不容易饱和的材料将磁场强度衰减到较低的程度，然后用高磁导率材料提供足够的屏蔽。多层屏蔽的屏蔽效能要比单层屏蔽（即使没有饱和）的屏蔽效能高，因为多了两层反射界面。

另外，对高磁导率材料进行机械加工，如焊接、折弯、打孔、剪切、敲打等，都会降低高磁导率材料的磁导率。工件受到机械冲击也会降低磁导率，从而影响屏蔽体的屏蔽效能。要恢复这些材料的磁性应进行适当的热处理，同时在屏蔽体加工及处理完之后不允许再受摔打或撞击。

5.3 多层屏蔽结构

当单层屏蔽不能满足要求或为减小屏蔽室的容积，可采取双层以上的屏蔽结构。

对于电场的屏蔽，主要靠反射损耗，因此要采用高电导率材料如铜、铝等。多层屏蔽的屏蔽效能为每层屏蔽效能的和，所以多层屏蔽的屏蔽效能要比单层屏蔽效能大；但一般双层金属铜网的屏蔽效能就已达到 100~120dB；而实壁单层铜屏蔽层的屏蔽效能在最薄的厚度情况下也大于 100dB。因此对于电屏蔽一般不需要双层实壁屏蔽结构。

多层屏蔽主要用于磁场和电磁场屏蔽，因此主要选择高磁导率材料。采用多层屏蔽结构设计的原则如下：

- (1) 各屏蔽层之间不能连接在一起，其间应隔开空气或充填介电材料，否则就失去多层屏蔽的作用。
- (2) 各层屏蔽体材料也不应相同。对于磁屏蔽，只考虑材料的磁导率还不够，还必须考虑磁饱和和电平。有的材料虽然其磁导率很高，但磁饱和电平很低，因此靠近电磁场之一层应采用电导率相对低一些，但饱和电平相对高一些的材料，以避免磁饱和；而第二层屏蔽由于磁场已降低，不会产生磁饱和，则可采用高磁导率的材料。

几种高磁导率材料的相对磁导率与磁通密度的关系曲线如图 3.10-23 所示，可以作为设计时的参考。在保证屏蔽材

料不产生磁饱和的条件下，多层屏蔽的屏蔽效能为各层屏蔽效能之和。

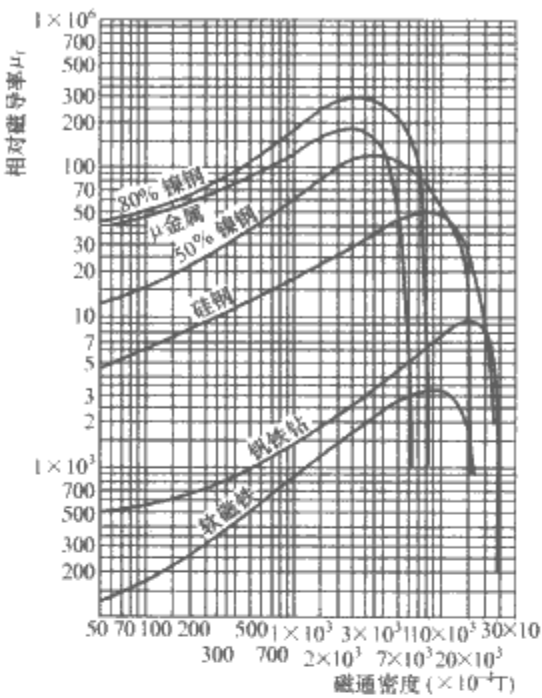


图 3.10-23 相对磁导率与磁通密度的关系

(3) 对于电场和磁场混和的双层屏蔽，一般把铜材料作为外层屏蔽层，而把铁作为内屏蔽层。

(4) 采用高磁导率材料往往有一共同的缺点，即材料在加工和成型过程中若受到冲击、摔落，甚至温度变化，材料内部的磁畴排列方向都将变化，使磁导率降低。如果要使磁畴方向恢复，就要进行高温退火处理，因此各种加工程序如打孔等都应在退火前完成，退火后就不宜让材料再受冲击，以保证材料本身的高磁导性。

(5) 每层屏蔽体都应当良好密封，以保证电接触性能良好。

(6) 磁屏蔽体要构成回路，所有孔洞、缝隙都不应切断磁力线，否则会降低屏蔽效果。

6 专门的屏蔽元件及接缝屏蔽保证技术

对于一些非永久性开口的屏蔽，为了保证接缝处的屏蔽效果，对接缝技术要仔细考虑，并采取一些专门的屏蔽元件。

6.1 屏蔽罩、盖的接缝屏蔽

屏蔽罩、盖应保证屏蔽盒是一个理想的完整的封闭屏蔽体，应有良好电接触。但实际上往往存在缝隙，当缝隙长度 $l \gg \lambda/10$ (λ 为干扰电磁波的波长) 时将产生大量电磁泄漏，降低屏蔽有效性。因此一般要求接缝长度尽可能短，接触尽可能良好。为此，应保证接触面尽量平整无挠曲，更洁净，无油脂、氧化物、灰尘等。此外还经常采用点焊及螺钉来减小接触长度。螺钉的间距越小，屏蔽效能越高，但螺钉的间距也不能过小，以免机械强度过小。一般间距取 2.5~25cm 可以保证屏蔽效能为 60~100dB，如图 3.10-24 所示。

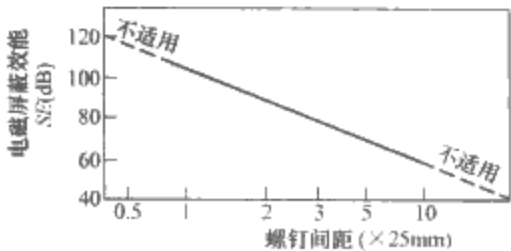


图 3.10-24 电场屏蔽效能与螺钉间距的关系

6.2 衬垫技术

在电磁防护中，广泛采用衬垫技术来保证接缝的良好密封和电磁屏蔽的完整性。

6.2.1 电磁密封衬垫分类

任何导电的弹性材料都可以作为电磁密封衬垫使用。但电磁密封衬垫必须具有较好的抗腐蚀性。各种主要的电磁密封垫的性能比较见表 3.10-7。

表 3.10-7 电磁密封垫性能比较

| 名 称 | 结 构 | 性 能 | 优 点 | 缺 点 | 价 格 |
|--------|---|--------------------------------------|--------------------------|---------------------------|-----|
| 金属丝网衬垫 | 有全金属丝、空心橡胶芯三种。常用的金属丝材料为蒙乃尔合金、镀铜、镀锡钢丝等 | 低频时的屏蔽效能较高，高频时屏蔽效能较低。一般用在 1GHz 以下的场合 | 过量压缩时不易损坏 | 高频屏蔽效能较低 | 价格低 |
| 导电橡胶 | 有条材和板材两种。条材分为空心 and 实心两种。板材则有不同的厚度。材料为硅橡胶中掺入铜粉、铝粉、银粉、镀铜银粉、镀铝铝粉、镀银玻璃粉等 | 通常用在有环境密封要求的场合。低频时的屏蔽效能较低，高频时屏蔽效能较高 | 同时提供电磁密封和环境密封 | 较硬，有时能刺透金属表面的氧化层，导致屏蔽效能很低 | 价格高 |
| 指形簧片 | 形状繁多，材料为镀铜，但表面可做不同的涂覆 | 通常用在接触面滑动接触的场合。高频、低频时的屏蔽效能都较高 | 形变量大，屏蔽效能高，允许滑动接触 | | 价格高 |
| 螺旋管衬垫 | 由镀铜或不锈钢带材卷成的螺旋管 | 屏蔽效能高（镀铜螺旋管在所有电磁密封衬垫中，屏蔽效能是最高的） | 屏蔽效能高 | 受到过量压缩时，容易损坏 | 价格低 |
| 导电布衬垫 | 导电布包裹发泡橡胶芯构成，一般为矩形，带有背胶 | 安装非常方便。高、低频的屏蔽效能均较高 | 过量压缩时不易损坏，柔软，具有一定的环境密封作用 | 频繁摩擦会损坏导电表层 | 价格低 |

6.2.2 电磁密封衬垫主要指标

电磁密封衬垫的主要参数包括屏蔽效能、回弹力、最小密封压力、最大形变量、压缩永久形变、电化学相容性。其中最主要的几个指标是：

(1) 导电性。衬垫材料的导电性越好，电磁密封效果越好。需要注意的是，这里考虑的导电性不仅指直流电阻，而且还包括射频阻抗。例如，金属丝的直流电阻虽然很小，但是射频阻抗却很大，因此丝网密封垫的低频屏蔽效能高，而高频屏蔽效能低。

(2) 回弹力。回弹力是每单位长度（或面积）衬垫上施加压缩力所产生的衬垫压缩量。回弹力较大的衬垫要求面板的刚性较好，否则会在衬垫的回弹力作用下发生形变，产生更大的缝隙。因此，设计屏蔽机箱时，要注意盖板上的紧固螺钉之间距要适当，防止盖板在衬垫的弹力作用下发生变形，产生更大的缝隙。

(3) 最小密封压力。EMI 衬垫必须具有足够的形变量才能提供足够的屏蔽效能。因此，必须保证衬垫上有足够的压力。压力太小，不仅屏蔽效能低，而且屏蔽效能对压力很敏感，造成机箱的屏蔽效能不稳定。压力过大会造成衬垫的损坏。使衬垫具有预期的屏蔽效能所需要的最小压力称为最小密封压力。对于实际使用中的衬垫，在最大缝隙处施加给衬垫的压力要大于最小密封压力。

(4) 压缩永久形变。有些衬垫在外力消除后，并不能恢复到原来的形状，称为压缩永久形变。如果缝隙是永久封闭的，即装好衬垫后不再打开，则压缩永久形变无关紧要；但如果缝隙是频繁打开/关闭的，则压缩永久形变的指标非常关键。

(5) 衬垫的厚度。衬垫的厚度必须满足在最大缝隙处，能受到最小密封压力。

(6) 电化学相容性。不同金属的接触面上由于金属电位的差别，在电解液存在的环境下，会发生电化学反应，产生的盐化物是半导体，这会降低结合处的导电性，同时会引起额外的干扰。因此衬垫的材料与屏蔽基体的材料在电化学上要有一定的相容性，否则会很快发生腐蚀。有关细节可参考后面关于搭接点电化学腐蚀的讨论。

6.2.3 射频衬垫

衬垫可以用多种方法制成，最常用的是内部含有金属丝的泡沫橡胶或充填银粉等的导电橡胶，也有用各种软金属、金属编织物或接触簧片等。这些衬垫有的可以重复使用，有的只是一次性使用。

对衬垫的基本要求应是具有良好导电性、弹性、机械耐磨性、耐腐蚀性（本身接触面不产生表面化学腐蚀作用，也耐受环境的腐蚀作用）。

使用衬垫后，两金属表面的加工精度即使低一些，仍然能保持良好的射频密封屏蔽作用。

最适用于作衬垫材料的金属是 Monel 合金^❶和镀银黄铜；而用天然橡皮或氯丁二烯橡胶作为衬垫材料除了对射频有密封作用外，对于流体也有较好的密封作用。

射频衬垫可以根据需要加工成不同的形状，例如可以做成套螺丝的形状，面板或盖板上环状接合，如图 3.10-25 所示。

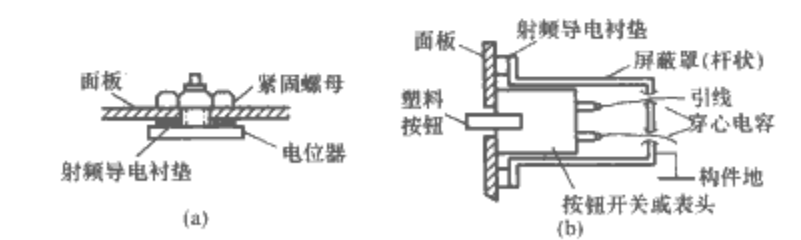


图 3.10-25 各种密封射频衬垫示意图（一）

❶ Monel 合金是 Ni-Cu 系耐蚀合金，中文可写为蒙乃尔合金。

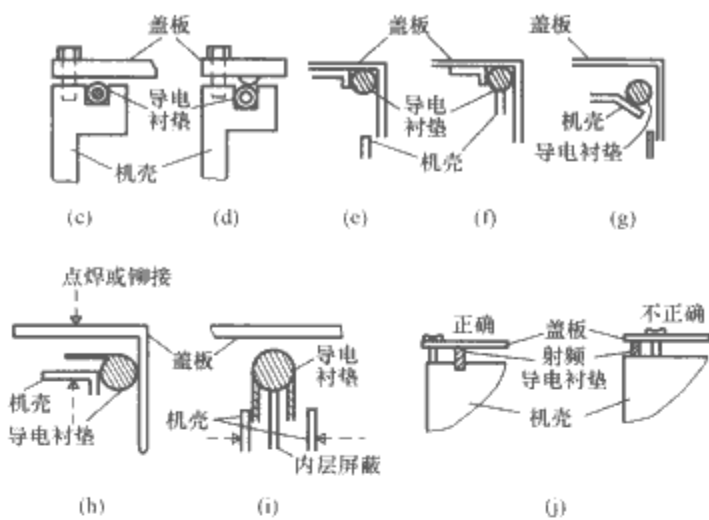


图 3.10-25 各种密封射频衬垫示意图 (二)

6.2.4 弹性指簧

弹性指簧通常安装在门框上, 以保证关上门后, 对射频干扰有屏蔽作用, 能够保持接触面的射频屏蔽的完整性, 而且能提供跨配合表面的地接触, 如图 3.10-26 所示。弹性指簧的材料多选用表面镀金或镀银的钢被合金。这种合金的弹性比较好, 而且还可以进行热处理或抛光。如要求弹性指簧具有磁屏蔽能力, 则可能用 μ 合金和坡莫合金。

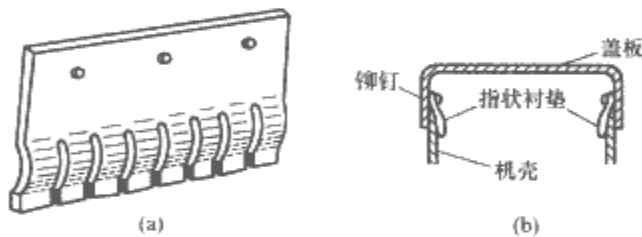


图 3.10-26 弹性指簧的外形及其使用示意图
(a) 外形; (b) 使用示意

6.2.5 电磁密封衬垫的安装方法

电磁密封衬垫的使用方法有正面压缩和滑动压缩两种。结构允许时, 应尽量使用正面压缩方式, 这样可以使使用价格较低的衬垫。安装电磁密封衬垫时应尽量采用槽安装, 槽的作用是固定衬垫和限制过量压缩。使用槽安装方式时, 屏蔽体的两部分之间的接触不仅通过衬垫实现完全接触, 而且还有金属之间的直接接触, 因此, 具有最高的屏蔽效能。

安装槽的形状有直槽 [图 3.10-27 (a)] 和燕尾槽 [图 3.10-27 (b)] 两种。直槽加工简单, 但衬垫容易掉出; 燕尾槽则没有这个问题。槽的高度一般为衬垫高度的 75% 左右 (具体尺寸参考衬垫厂家要求的压缩量), 宽度要保证有足够的空间允许衬垫受到压缩时伸展。

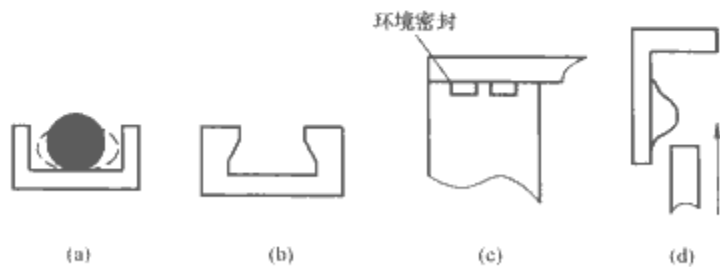


图 3.10-27 电磁密封衬垫的使用方法

(a) 直槽; (b) 燕尾槽; (c) 环境密封; (d) 指形簧片

将衬垫直接安装在接触面之间是一种非常简单的安装方法。但是要注意设置压缩限位机构, 使在安装时不会发生过量的压缩导致衬垫永久性损坏。

将衬垫安装在直槽内时, 衬垫需要固定。一般设计资料上建议用导电胶粘接, 但这样有两个缺点: ①增加成本; ②导电胶会发生老化而导致屏蔽效能下降。这里建议用非导电胶, 在紧固螺钉穿过的地方滴一小滴。这样, 粘胶的地方虽然不导电, 但是金属螺钉起到了导电接触的作用, 并且屏蔽效能比较稳定。

为了防止电化学腐蚀, 在接触外部环境之一侧用非导电物质密封 [图 3.10-27 (c)], 防止电解液进入到导电衬垫与屏蔽体接触的结合面上。

只有指形簧片才允许滑动接触 [图 3.10-27 (d)]。安装簧片时, 要注意簧片的方向, 使其受到压缩力时, 能够自由伸展。一般情况下, 簧片可以靠背胶粘接, 但要注意固化时间 (参考簧片厂家说明)。较恶劣的环境下 (温度过高或过低, 机械力过大等), 可用卡装结构。

一般情况下, 螺钉安装在衬垫内侧或外侧并不是十分重要, 但是在屏蔽要求很高的场合, 螺钉要安装在衬垫的外侧, 防止螺钉穿透屏蔽箱, 造成额外的泄漏。紧固螺钉的间距要适当, 防止盖板在衬垫的弹力作用下发生变形, 产生更大的缝隙。

6.3 导电胶

导电胶在解决接缝处的屏蔽时非常有用。常用的导电胶是银—硅胶, 它是具有高电导率的润滑的黏性胶。它在高温及低温 ($-54\sim 232^{\circ}\text{C}$) 时均稳定, 能抗潮湿、抗腐蚀, 对于许多化学物质不起作用, 对辐射也不敏感, 而且在高温时不会流淌, 有很好的固定作用。典型的导电胶的电阻率为 $0.02\Omega\cdot\text{cm}$ 。导电胶可以广泛地应用于连接器接缝处的密封, 也可以应用于电缆进出口处用金属网屏蔽后进一步的固定及密封。

6.4 截止波导管

使用截止波导管时, 绝对不能使导体穿过截止波导管, 否则会造成严重的电磁泄漏, 这是一个常见的错误; 另外, 一定要确保波导管相对于要屏蔽的频率处于截止状态。当在屏蔽体上需要开孔, 而孔洞的存在又会导致其电磁屏蔽效能不能满足屏蔽要求时, 就可以考虑使用截止波导管, 利用截止波导管的深度提供的额外的损耗增加屏蔽效能。截止波导管的设计步骤如图 3.10-28 所示。

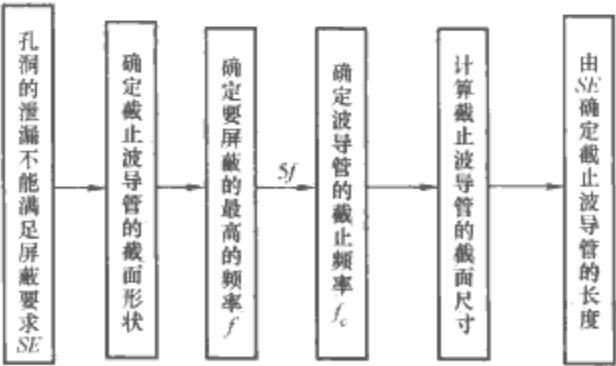


图 3.10-28 截止波导管的设计步骤

使用截止波导管的关键是确保波导管工作在截止区, 因此首先要根据干扰的最高频率来确定截止波导管的截止频率。截止频率要在最高干扰频率的 5 倍以上。确定了截止频率 f_c 以后, 就可以用前面给出的圆形波导或矩形波导的截止频率计算公式计算截止波导管的截面尺寸。截面的最大尺寸确定后, 可以根据所要求的屏蔽效能, 用上面给出的截止波导管屏蔽效能公式来计算波导管的长度。

在屏蔽体上，不同部分的结合处形成的缝隙会导致电磁泄漏。因此，在结构设计中，可以通过增加不同部分的重叠宽度来形成一系列“截止波导”，减小缝隙的电磁泄漏。这时，截止波导的截止频率由螺钉之间距计算确定。当间距较大时，波导管的截止频率较低，可能对大部分干扰起不到衰减作用。

7 屏蔽技术的应用

7.1 显示器件及显示窗的处理

图 3.10-29 所示为发光器件和显示器件的屏蔽处理方法。很小的发光器件，如发光二极管，只需要在面板上开很小的孔 [图 3.10-29 (a)]，一般会造成什么问题。如果有问题，可以在小孔上形成一个截止波导管 [图 3.10-29 (b)]，用一个导光柱，也可以使用两个馈通式滤波器 [图 3.10-29 (c)]，将发光器件直接安装在屏蔽箱外。

对于面积较大的发光器件，如液晶显示板，显示窗可以采用两种方法来防止电磁泄漏。一种是在显示窗前面使用透明屏蔽材料 [图 3.10-29 (d)]；另一种是用隔离舱将显示器件与设备其他电路隔离开 [图 3.10-29 (e)]，使内部电路辐射的能量不会穿出机箱，外部的干扰不会侵入到内部电路。

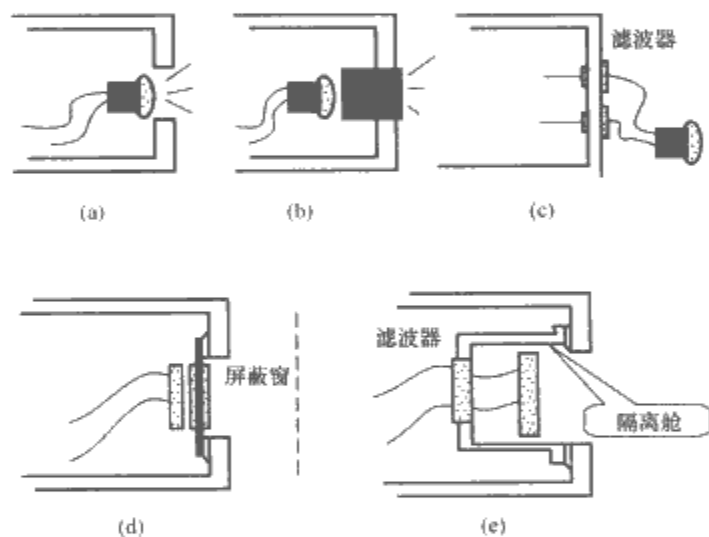


图 3.10-29 显示窗及显示器件的屏蔽处理

(a) 直接开孔；(b) 使用截止波导管；

(c) 使用滤波器；(d) 使用透明屏蔽材料；(e) 使用隔离舱

透明屏蔽材料有两种：一种是金属网夹在两层玻璃之间构成的；另一种是在玻璃或透明塑料膜上镀上一层很薄的导电层构成的。前一种材料的优点是屏蔽效能较高，缺点是由于莫尔条纹造成的视觉不适；后一种材料则正好相反。

用透明屏蔽材料屏蔽的最大优点是简单，缺点是视觉效果差、设备内部有磁场辐射源或磁场敏感电路时不适合（透明屏蔽材料对磁场的屏蔽效能很低甚至没有），成本较高；适合于显示器件本身产生辐射或对外界干扰敏感的场所。隔离舱方法的最大优点是显示器件的视觉效果几乎不受影响，对磁场有较高的屏蔽效能，缺点是如果显示器件本身产生电磁辐射或对外界干扰敏感，则没有效果。适合于显示器件本身不产生干扰或对外界电磁干扰敏感的场所。如果显示器件会产生辐射，并且机箱内有磁场辐射源，可以将两个方法结合起来。

透明屏蔽材料安装时必须注意透明屏蔽材料与屏蔽体基体之间必须实现良好搭接，减小缝隙的泄漏。使用导电涂层屏蔽材料时，导电层不能直接暴露在外面，防止擦伤。使用金属丝网夹层的屏蔽材料时，如果出现条纹导致视觉不

适，可以将金属网旋转一定角度（ $10^{\circ}\sim 30^{\circ}$ ），会有所改善。

隔离舱安装时应在隔离舱与屏蔽体基体之间使用性能良好的电磁密封衬垫，导线经过馈通式低通滤波器穿出。

7.2 操作器件的处理

仪器设备的表面都有一些操作器件，如何处理操作器件是确保屏蔽性能的关键技术之一。如图 3.10-30 所示，可以采用两种方法来处理：一是直接在面板上开口 [图 3.10-30 (a)]，与常规方法一样安装操作器件；二是设置隔离舱 [图 3.10-30 (c)]，将设备中的主电路与操作器件（设备外部）隔离开。

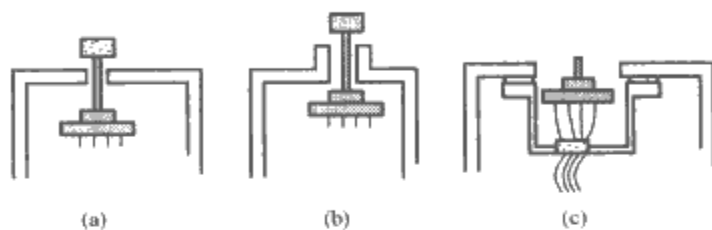


图 3.10-30 操作器件的处理

直接安装方法的最大优点是简单，但会导致一定程度的电磁泄漏。产生泄漏的原因有两个：①开口的尺寸较大，导致机箱内电路产生的高频信号泄漏；②由于操作器件距离小孔很近，有些甚至伸出小孔，操作器件上携带的电磁干扰从小孔泄漏。因此，直接安装的方法仅适合对屏蔽效能要求较低，或者需要孔洞尺寸较小的场合。隔离舱安装的方法可以避免这些缺点，但是需要增加成本，包括隔离舱的成本、电磁密封衬垫的成本、滤波器的成本。

如果直接将操作器件安装在面板上会导致超标的泄漏，可以用一个调节杆间接地对操作器件进行控制。这样，一来可以减小开口的尺寸，二来可以使操作器件远离开口，减小开口的泄漏。如果开一个小口还是不能满足屏蔽的要求，可以在开口上安装一个截止波导管 [图 3.10-30 (b)]。无论用哪种方法，都要注意穿过小孔或截止波导管的杆不能是金属杆。

金属杆的处理：如果使用金属杆穿过小孔或波导管（没有可能换成非金属杆），可用铍铜簧片将金属杆的圆周与屏蔽体搭接起来。

设置隔离舱的处理方法与显示器件的隔离舱处理方法相似，使用中的注意事项也是相同的。这种方法同样要求操作器件本身必须是无辐射或对辐射不敏感。

7.3 贯通屏蔽导体的处理

穿过屏蔽体的导体对屏蔽体的破坏是十分严重的。如图 3.10-31 所示，对于穿过屏蔽体的电缆必须采用下面两种方法进行处理：①对导线进行滤波处理，滤除导线上的高频成分；②将导线屏蔽起来，这相当于将屏蔽体延伸到导线端部。防止射频干扰的电缆屏蔽对屏蔽层的端

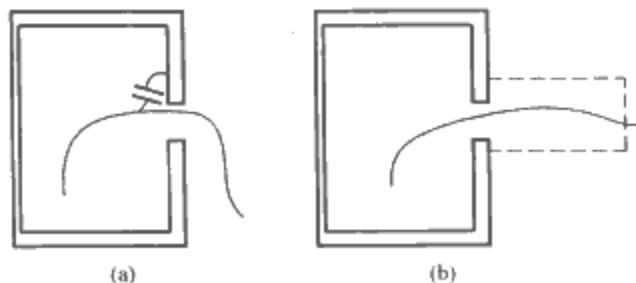


图 3.10-31 贯通屏蔽体导体的处理

(a) 滤波处理；(b) 导线屏蔽

接要求是十分严格的，有些场合，例如另一端没有屏蔽的场合，屏蔽几乎没有什么作用。一般仅当滤波无法实施时才使用屏蔽的方法。

在电缆端口上安装低通滤波器，可以有效地滤除电缆上的干扰，保持屏蔽体的完整性。但是，前提是电缆上传输的信号频率与要防护的干扰频率相差较远。采用滤波的方法时，滤波器的截止频率十分重要，一定不能影响正常信号的传输。同时滤波器的安装方法对效果的影响很大，在后面要专门讨论。

7.4 通风口的屏蔽处理

对通风口的屏蔽处理方法有如下三种方式：

(1) 采用孔阵金属板 [图 3.10-32 (a)]。孔洞的电磁泄漏与孔洞的最大尺寸有关，因此在屏蔽机箱的通风孔设计上，往往采用与一个大孔相同开口面积的多个小孔构成的孔阵代替一个大孔。这样可以提高孔的截止频率，提高单个孔的屏蔽效能，增加辐射源到孔的相对距离（与孔的尺寸相比），减小孔的泄漏（孔的泄漏与辐射源到孔的距离有关）。如果穿孔板有一定的厚度，还可以增加截止波导的衰减作用。

当屏蔽体的屏蔽效能要求不高，并且对通风量的要求不高时，可以采用穿孔金属板。穿孔金属板的优点是成本低，但屏蔽效能与通风量之间的矛盾突出。

(2) 金属网。在通风孔上安装一块金属网，金属网与屏蔽体之间要可靠的搭接，防止缝隙泄漏。金属网的经线和纬线之间要可靠搭接，否则屏蔽效能很低。

(3) 截止波导板 [图 3.10-32 (b)]。如果对屏蔽效能和通风量的要求都较高，可以使用截止波导通风板。这种通风板由许多六角形截止波导管构成，由于截止波导管的屏蔽效能较高，并且每个波导管的壁厚很薄，因此这种通风板兼有良好的通风特性和电磁屏蔽特性。使用截止波导板时，同样要注意与机箱基体之间的搭接，一般使用焊接或电磁密封衬垫连接。

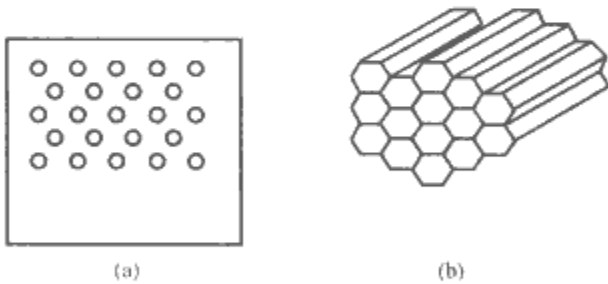


图 3.10-32 通风口的屏蔽处理
(a) 穿孔金属板；(b) 截止波导通风板

截止波导通风板有铝箔和钢板两种。铝箔截止波导板是在铝箔蜂窝板上进行导电涂覆（化学镀）制成的，使用中不要使其受力过大，而造成断裂。钢板截止波导板是由成型的薄钢板焊接而成的，具有更高的屏蔽效能和强度。

7.5 缝隙的屏蔽处理

一般情况下，屏蔽机箱上不同部分的结合处不可能完全接触，只能某些点接触，这就构成了一个孔洞阵列。缝隙是造成屏蔽机箱屏蔽效能降级的主要原因之一。在实际工程中，常常用缝隙的阻抗来衡量缝隙的屏蔽效能。缝隙的阻抗越小，则电磁泄漏越小，屏蔽效能越高。

缝隙的主要屏蔽处理措施有：

(1) 使用机械加工的手段（如用铣床加工接触表面）来增加接触面的平整度，缺点是加工成本高。

(2) 增加紧固件（螺钉、铆钉）的密度，这种方法仅适合永久性结合的场合。活动面板（如维修面板、屏蔽门等）处使用过多螺钉会减低设备可维修性，在屏蔽门上使用过多的紧固机构会增加门的复杂程度和成本。另外，在一些干扰频率较高或对屏蔽的要求很严格的场合，前面方法中在缝隙上遗留的微小孔洞仍会影响机箱的屏蔽效能。

(3) 使用电磁密封衬垫。如果在缝隙处安装上连续的电磁密封衬垫，那对于电磁波而言，就如同在液体容器的盖子上使用了橡胶密封衬垫后不会发生液体泄漏一样，不会发生电磁波的泄漏。使用电磁密封衬垫虽然增加额外的成本，但购买电磁密封衬垫的费用往往可以从产品的加工费用（使用密封垫后，对加工的精度要求一般降低）、性能（可维性、外观等）等方面得到补偿。

除非对屏蔽要求非常高的场合，否则并不需要在缝隙处连续使用电磁密封衬垫。在实践中，可以根据对屏蔽效能的要求间隔地安装衬垫，每段衬垫之间形成的小孔洞泄漏可以用前面介绍的公式计算。在样机上精心地调整衬垫间隔，可使其既能满足屏蔽的要求，又使成本最低。对于民用产品，衬垫之间的间隔可以在 $\lambda/20 \sim \lambda/100$ 之间。军用产品则一般要连续安装。

7.6 窥视窗

作为具有电磁屏蔽能力的窥视窗主要有两种：①导电玻璃；②夹金属屏蔽网的玻璃。对于电磁屏蔽要求不太高的情况，例如在数十兆赫的无线电频率范围，屏蔽效能为 20~40dB 时最好采用导电玻璃作为窥视窗。导电玻璃又有单面涂层和双面涂层两种。而当屏蔽要求为 40~80dB 以上时，则应采用金属屏蔽网，但屏蔽网作为窥视窗不仅不够美观，而且其透明度也较差，同时还需注意衍射光栅现象。电子仪器面板上的仪表也可以采用导电玻璃进行屏蔽。

第11章 接地与搭接技术

本章主要介绍接地的概念及功能、信号地的接地方式、地线中的干扰及消除,另外也介绍了搭接的概念、搭接的方法、搭接面的处理及材料的选择。

1 接地及其功能

从安全的角度考虑,电气设备接地是十分必要的。从电路工作的角度看,接地也是必要的。接地有两方面的含义:一是指电气设备与大地的连接;二是指电路及电子设备的信号参考地。

接地功能是通过接地装置或接地系统来实现的。接地装置有比较简单的,如水平接地体、垂直接地体、环形接地体等;也有较复杂的,如建筑物及大楼变电站的接地网。

简单而言,接地装置就是包括引线在内的埋设在地中的一个或一组金属体(包括金属水平埋设或垂直埋设的接地极、金属构件、金属管道、钢筋混凝土构筑物基础、金属设备等),或由金属导体组成的金属网,其功能是用来泄放故障电流、雷电或其他冲击电流,稳定电位。

表征接地装置电气性能的参数为接地电阻,它是接地装置对地电阻和接地线电阻的总和。接地电阻的数值等于接地装置对地电压与通过接地极流入地中电流的比值。如果通过的电流为工频电流,则对应的接地电阻为工频接地电阻;如果通过的电流为冲击电流,则接地电阻为冲击接地电阻。冲击接地电阻是时变暂态电阻,一般用接地装置的冲击电压幅值与通过其流入地中的冲击电流的幅值的比值作为接地装置的冲击接地电阻。接地电阻的大小,反映了接地装置流散电流和稳定电位能力的高低及保护性能的好坏。接地电阻越小,保护性能就越好。

对于电子设备及电路,“地”可以定义为一个等位点或一个等位面。它为电路、系统提供一个参考电位,其数值可以与大地电位相同,也可以不同。正因为“地”在电路系统中充当这样一个重要角色,电路、系统中的各部分电流都必须经“地线”或“地平面”构成电流回路。

外部电磁干扰能够使电子设备产生误动作,或干扰电缆传输的信号,影响传输信号质量,此时可以通过将电子设备的屏蔽外壳和电缆屏蔽层接地来降低或消除外部电磁干扰的影响。另外,为防止电子设备产生的高频能量泄流到外部,而对其他设备造成干扰,也应进行接地。防止电磁干扰的接地有多种形式,如屏蔽室、屏蔽层的接地,屏蔽电缆的接地,变压器静电屏蔽的接地,精密仪器的保护装置的接地,变压器或扼流圈铁心的接地等。总之,防止电磁干扰的接地就是提供干扰能量泄放到大地通道。

设备接地的一个主要目的是为了安全。对于许多静电敏感的场所,接地还是泄放电荷的主要手段。

良好的接地必须达到下列几个目的:

(1) 保证接地回路具有很低的公共阻抗,使系统中回路电流通过该公共阻抗产生的直接传导噪声电压最小。

(2) 在有高频电流的场合,保证“信号地”对“大地”有较低的共模电压,使通过“信号地”产生的辐射噪声最低。

(3) 保证地线与信号线构成的电流回路具有最小的面积,避免由地线构成“地回路”,使外界干扰磁场穿过该回路产生的差模干扰电压最小;同时,也避免由地电位差通过地回路引起过大的地电流,造成传导干扰。

(4) 保证人身和设备的安全。

从上述情况可见,对一个设备或系统来说,接地系统就相当于一个建筑物的基础。它对设备或系统的稳定可靠工作关系极大,不但关系到设备本身产生的EMI,还关系到该设备或子系统接入整个系统后的抗干扰能力(EMS)。所以,在工程设计初期,首先应当认真考虑和精心设计接地系统。实践已经证明,良好的接地系统设计加上良好的屏蔽设计,可以解决大部分设备在现场运行的噪声干扰问题。所以,接地和上一章讨论的屏蔽一样,是EMC设计中最重要基础技术之一。

2 信号地

信号地是指信号或功率传输电路的参考电位基准线或基准面。信号地通常称为地线,地线就是电路中的电位参考点,它为系统中的所有电路提供一个电位基准。关于地线的这种定义,更确切地说,是我们在设计电路时的假设或愿望。实际的地线上各点的电位是不相同的。这样,设计电路的假设(前提)就被破坏了,电路也就不能正常工作了。这就是地线造成的电磁干扰现象。传统定义仅给出了地线应该具有的等电位状态,并没有反映真实地线的情况,因此无法用其分析实际的电磁兼容问题。新的定义将地线定义为信号流回源的低阻抗路径。这个定义突出了电流的流动。当电流流过有限阻抗时,必然会导致电压降,因此这个定义反映了实际地线上的电位情况。

信号地是信号和功率传输的公共通道,它不但对噪声的直接传导耦合具有直接的影响,而且对拾取或感应外界噪声也举足轻重。因此,信号地系统的设计与屏蔽设计一样,在EMC设计中具有十分重要的作用。下面将要讨论的接地原理和设计原则,既适用于印制电路板的布线设计,也适用于由多台设备组成的系统相互连接的地线系统设计。信号地系统可概括为单点接地系统、多点地网或地平面接地系统、复合接地系统及浮地等。

2.1 单点信号地系统

单点信号接地系统,就是系统中所有的信号接地线只有一个公共接地点,而把这个公共点的电位作为参考点电位。通常低频电路采用单点接地方式,因为低频电路中布线与元件间的杂散电感比较小,互相影响较小。单点接地可以防止形成地线回路,避免通过地线回路的电流相互影响。

而在实际使用的单点信号接地系统中,单点接地有串联单点接地和并联单点接地两种类型。

2.1.1 串联单点接地方式

如图3.11-1所示,设备A通过两条接地线与接地母线排相连,形成了地回路;另外,设备A和B分别与接地母线排相连,同时二者的外壳也连接在一起,构成了地回路。

这些接地方式都是不正确的。串联单点接地中,许多电路之间有公共阻抗,因此相互之间由公共阻抗耦合产生的干扰十分严重。

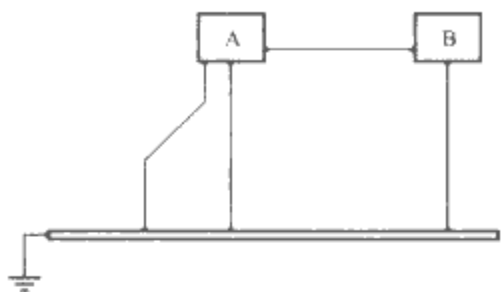


图 3.11-1 不正确的接地方式

解决图 3.11-1 所示的不正确的接地方式的一种方案是采用如图 3.11-2 所示的一点接地方式,各子系统通过一点与接地母线相连,避免了低频时的接地回路问题,但由于每个子系统的接地回路与其他子系统的接地回路有一部分重叠,因此一个子系统的干扰通过重叠的地线部分作用在其他子系统。对这种接地,要求子系统与接地母线的连接线应小于 $\lambda/20$ (λ 为波长)。

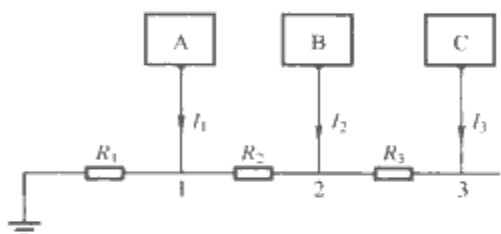


图 3.11-2 单点与接地母线相连的接地方式

从图 3.11-2 可以看出,1、2、3 各点的电位受电路工作电流的影响,随各电路的地线电流而变化。尤其是 3 点的电位,十分不稳定。

这种接地方式虽然存在问题,却由于其简单,实际中最常采用。但这种接地方式在大功率和小功率电路混合的系统中,切忌使用,因为大功率电路中的地线电流会影响小功率电路的正常工作。另外,最敏感的电路要放在 1 点,该点电位是最稳定的。对于放大器,功率输出级要放在 1 点,前置放大器放在 2、3 点。这将在 2.6 中讨论。

2.1.2 并联单点接地

正确的接地方式应该是独立信号地线并联一点接地方式,各系统的接地线连接在一点,该点接地,如图 3.11-3 所示。图中各设备电路单元分别用各自的地线,最后并联于一个公共接地点 G。

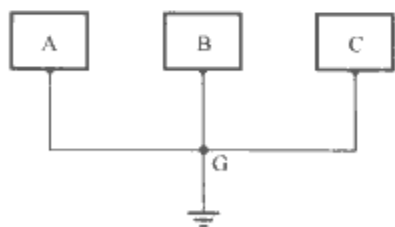


图 3.11-3 独立地线并联一点的接地方式

由图可见,这时不存在各设备、电路单元之间通过公共地线阻抗的耦合问题,只是各单元自身电流通过各自的地线阻抗为本身造成某种形式的反馈而已。所以,这种信号接地方式,对于防止各设备、电路单元之间的直接传导耦合是十分有效的。它特别适合于各单元地线较短,而且工作频率比较低的场合。这种接地方式的缺点也是明显的:由于各设备、电路单元各自分别接地,势必增加多根地线,使地线长度加长,地线阻抗增加。这样,不但造成布线繁杂、笨重,

而且,地线与地线之间、地线与电路各部分之间的电感和电容耦合强度都会随频率的增高而增强。特别在高频情况下,当地线长度达到 $\lambda/4$ 的奇数倍时,地线阻抗可以变得很高,地线会转化成天线,而向外辐射干扰。所以,在采用这种接地方式时,每根地线的长度都不允许超过 $\lambda/20$ 。

并联单点接地可以解决串联单点接地存在的问题。但是,并联单点接地需要较多的导线,在实际中可以结合串联单点接地和并联单点接地的优点。

2.2 多点接地

高频时,即使单点接地,但由于杂散电容的作用,设备外壳与地之间存在杂散电容,相当于多点接地,如图 3.11-4 (a) 所示。

多点接地是指设备(或系统)中各个接地点都直接接到距它最近的接地平面上,使接地引线的长度最短,如图 3.11-4 (b) 所示。这里所说的接地平面,对于电子电路,可以是印制电路母线;对于设备来说,可以是设备的底板,也可以是贯通整个系统的接地母线;在比较大的系统中,还可以是设备结构框架或接地网等。

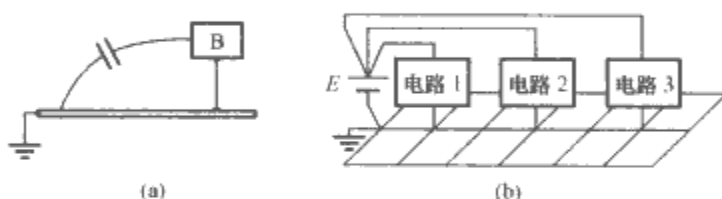


图 3.11-4 多点接地

(a) 高频时设备对地的杂散电容形成的多点接地;
(b) 直接多点接地

地线阻抗随着频率的上升而增加。特别是当地线长度与工作波长可比拟时,地线上电流、电压呈驻波分布,地线变成了辐射天线。高频时,应尽量限制地线的长度并增加地线表面的电导率。由于集肤效应,电流仅在导体表面流动,因此增加导体的厚度并不能减小导体的电阻。因此,高频电子设备往往以镀银底板作为接地母线,便于设备内各级电路直接与它就近相接。对于复杂的电子系统来说,系统内各设备尽量就近接地。

多点接地系统的优点是电路构成比单点接地简单,而且由于采用了多点接地,接地线上可能出现的高频驻波现象显著减小。但是,采用多点接地后,设备内部会增加许多地线回路。

由于多点接地系统存在着各种地线回路,对于设备内较低电平的信号单元会产生不良影响。如果出现这种情况,可以采用混合接地措施。

为了减小地线电感,在高频电路和数字电路中经常使用多点接地。在多点接地系统中,每个电路就近接到低阻抗的地线面上,如机箱。电路的接地线要尽量短,以减小电感。在频率很高的系统中,通常接地线要控制在几毫米的范围内。

如前所述,多点接地时容易产生公共阻抗耦合问题。在低频的场合,通过单点接地可以解决这个问题。但在高频时,只能通过减小地线阻抗(减小公共阻抗)来解决。

通常频率 1MHz 以下时,可以用单点接地;10MHz 以上时,可以用多点接地;在 1~10MHz 之间时,如果最长的接地线不超过波长的 $1/20$,可以用单点接地,否则用多点接地。

由于多点接地系统可以得到最低的地阻抗,所以它主要

用于高频（通常 $>10\text{ MHz}$ ）电路。在这种系统中，必须使用在高频电路和高速数字脉冲电路中广泛采用的“地栅”或“地平面”的信号接地结构。

2.2.1 地平面和地栅系统

在一个实际的高频和高速数字脉冲电路中的信号接地系统必须具有极低的地阻抗（极低的地线电感量），并希望在这些电路中所有元件接到参考地的引线电感越小越好。解决这个问题最好方法是给整个系统提供一个理想的地平面，使得系统中每个需要接地的元器件都能最短捷地就地接地。最简单的是印刷电路板上较大面积的印制线。如图 3.11-5 (a) 所示的地平面则采用多层印刷电路板，效果最好，但会增加成本。为此，可以采用一种效果比完全地平面略差，但仍能有效地减小地阻抗的接地系统——“地栅”系统，如图 3.11-5 (b) 所示。该系统在双面印刷板的两面分别制作互相垂直的地栅网络，空间交叉点处用导线穿板相连构成“地栅”，它们组成的每一网络间距可控制在 1.3 cm 左右，但最大不要超过 5 cm ，具体尺寸要视元器件大小和电路密度而定。在这种接地系统中，主要的地线应用粗的栅条，以便流过电路中的主要电流；其他栅网则可以用细一点的线条。

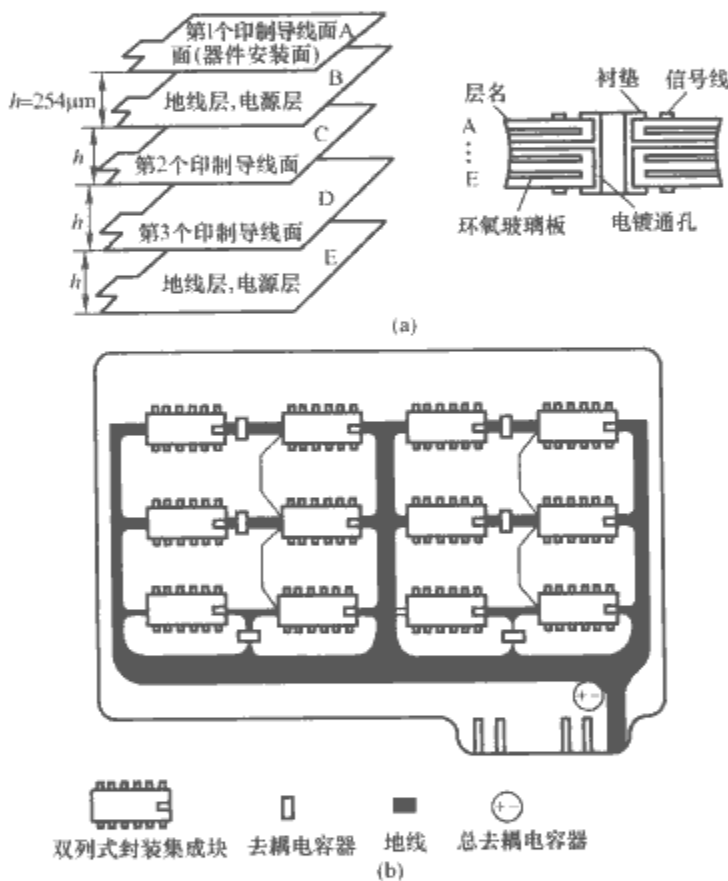


图 3.11-5 地平面及地栅系统
(a) 地平面；(b) 地栅

实验证明，地栅网与单点信号接地相比，地噪声电压可以降低一个数量级左右。

2.2.2 多点信号接地系统

多点信号接地系统的等效电路如图 3.11-6 所示。其中， R 和 L 分别为设备电路单元接到地平面的接地引线的电阻和电感。地平面本身的阻抗值极低，由此可计算各设备电

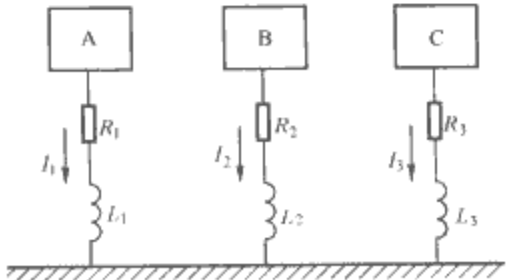


图 3.11-6 多点信号接地系统等效电路

路单元的接地点对地平面的地电位为

$$U_i = (R_i + j\omega L_i) I_i \quad i = 1, 2, 3 \dots \quad (3.11-1)$$

显然，为了降低各单元的地电位，每个单元接地线应当尽量短捷，为了降低其阻抗值，常用矩形截面的镀银铜片制作地线带。

2.3 混合信号接地系统

在实际工业系统中，情况比较复杂，很难只采用单一的信号接地方式，而常常采用串联和并联接地或单点和多点接地组合的混合接地方式。

2.3.1 串联和并联接地组成的混合低频信号接地系统

串联单点接地结构简单，但会带来公共阻抗耦合干扰问题。并联单点接地结构能够彻底消除电路之间的影响，但是接地线庞杂。

大多数实际的低频接地系统，常常采用串联和并联接地相结合的混合信号接地系统，既要保证 EMC 的设计要求，又不致使接地系统变得过于庞杂。任何一个系统内部都可能存在不同电平的电路，如低电平的电路、噪声电路及交流电源电路，如何合理地布置这些系统的接地方式，关系到系统是否能正确运行。一般将不同功能部分的接地线连接在一点，该点接地。要做到这一点，首先要将各种接地线有选择地归类：相互之间不易发生干扰的电路放在同一组，相互之间容易发生干扰的电路放在不同的组。每个组内采用串联单点接地，获得最简单的地线结构，不同组的接地采用并联单点接地，避免相互之间干扰。几个低电平的电路可以采用串联接地的形式共用一根地线（称为小信号地线）；而高电平电路和强噪声电平电路（如电动机、继电器等）则采用另一组串联接地形式的公共地线（称为噪声地线）；机壳及所有可移动的抽斗、门等再单独连成一根地线 [称为机壳（架）地线]。最后将这些各自分开的小信号地线、噪声地线和机壳（架）地线再以并联接地的形式连于一个公共连接点，再将这点接大地。上述将地线分类组成的混合低频信号接地系统如图 3.11-7 所示。这个方法的关键是：绝不要使功率相差很大的电路或电平相差很大的电路共用一段地线。

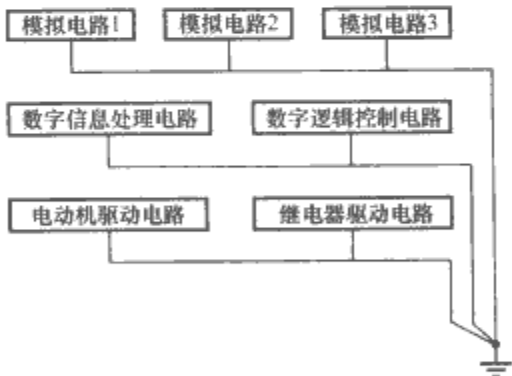


图 3.11-7 三种信号接地线分类以并联接地形式组成的混合低频信号接地系统

通常将电平低、信号幅度小、容易受到干扰的小信号电路（如前置放大器等），用单一地线与其他电路的地线分开。高电平、大功率的大亮度电路（如末级放大器、大功率电路等）工作电流较大，地线系统中的电流也较大，为防止对小信号电路的干扰，应有自己的地线。对于如电动机、继电器、接触器等工作时会产生干扰的干扰源，除采用屏蔽隔离技术外，必须有单独的地线。如果用多个电压分别供电时，每个电源应有自己的地线。这些地线都直接接到同一接地点，这是比较完整的四套地线混合接地系统，如图 3.11-8 所示。

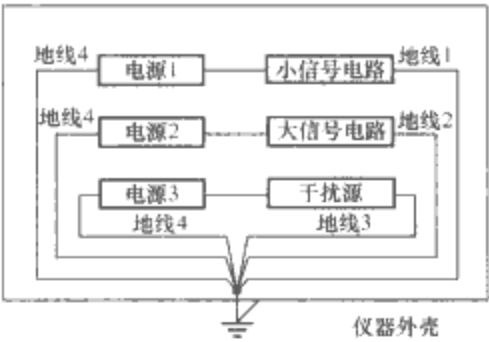


图 3.11-8 四套地线混合接地系统

为了进一步阐明上述低频混合接地系统的实用接地技术，以一个如图 3.11-9 所示的 9 迹数字记录仪接地系统为例加以说明。从图可见，它包含了三条小信号地线、一条噪声地线和一条机壳（架）地线。其中信号电平最低、敏感度最高的 9 个“读取”放大器，以串联及并联混合接地的形式，分成两根独立的信号地线接地；由于 9 个“写”放大器和接口逻辑电路电平较高，所以只采用了一根串、并联混合接地线；电动机、继电器、电磁阀等噪声较高的电路则公用一条噪声地线；机壳单独接一条机壳（架）地线。最后，所有的信号地线、噪声地线和机壳（架）地线，均接于整机电源的接地点 G，最后接大地。

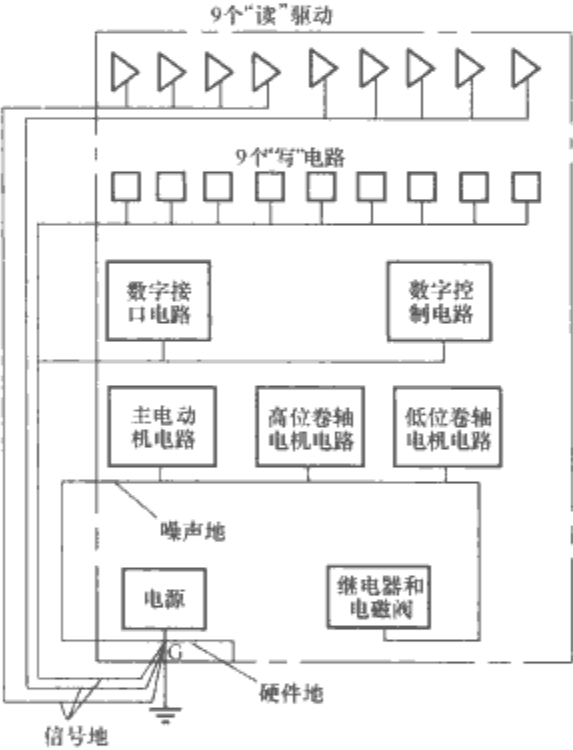


图 3.11-9 实际低频接地系统举例——9 迹数字记录仪接地系统

图 3.11-9 所示的单台设备或系统的地线系统的框图具有一定的普遍性，在 EMC 设计的地线系统中是十分必要和有用的。

2.3.2 单点与多点接地组成的高、低频混合信号接地系统

在某些电子设备中既有低频电路又有高频电路，这时在低频电路部分宜采用单点接地，而高频电路需采用多点接地，这种接地方式称为混合接地。图 3.11-10 所示为一种混合接地的例子。它把设备内的地线分为电源地与信号地两大类。设备中各部分的电源地都接到电源总地线上，所有信号地都接到信号总地线上。两根总地线最后汇总到一个公共的入地点。在信号地中，根据不同的工作频率采用相应的接地方式，其中射频、中频放大部分采用多点接地方式，显示器、记录仪等低频电路则采用单点接地方式。

对于宽频系统，必须同时兼顾低频单点信号接地和高频多点信号接地的不同要求。这时，可以采用如图 3.11-11

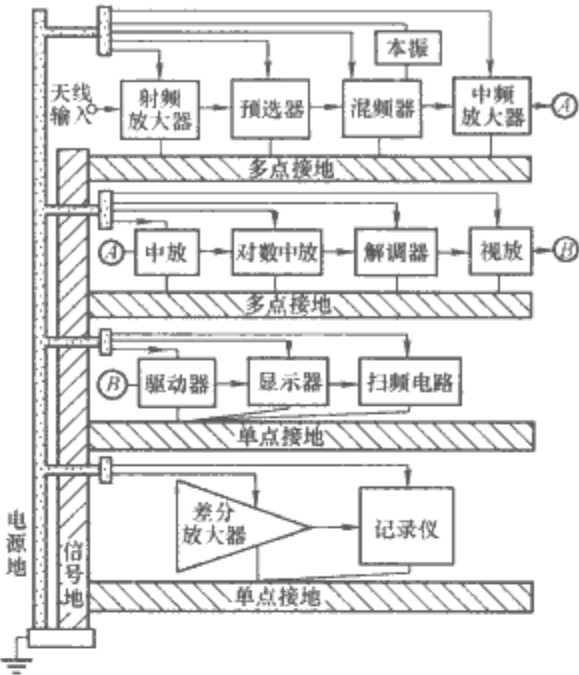


图 3.11-10 混合接地

所示的简单的宽频混合信号接地系统。

图 3.11-11 中，电容器 C 在高频时等效为短路，在低频则等效为开路。所以该接地系统对低频而言是串联单点接地，对高频则是多点接地。为此，电容器 C 必须选用无感电容器，而且电容器接地引线越短越好，相邻电容器 C 之间的距离应小于 $\lambda/10$ 。

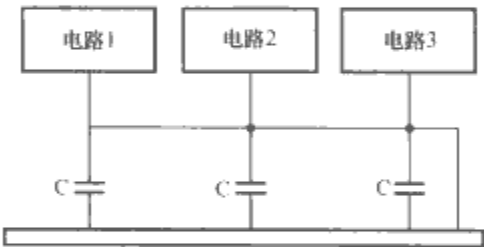


图 3.11-11 简单的宽频混合信号接地系统

对于比较复杂的既包含高频又包含低频的电子系统，可以采取如图 3.11-12 所示的高、低频混合接地系统。

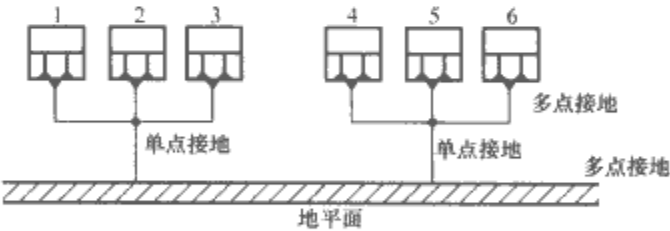


图 3.11-12 高、低频混合信号接地系统

在混合信号接地系统中，局部高频电路采用多点信号接地方式，该局部的地线结构必须采用地平面结构，低频电路部分则可根据电路工作特点采用串、并联混合低频信号接地方式。

2.4 信号浮地系统

信号浮地有两种形式。对电子设备而言，悬浮地是指设备地线系统在电气上与建筑物的接大地系统相绝缘，这样建筑物接地系统上的电磁干扰不会传导到设备，如图 3.11-13 (a) 所示。另一种情况是在有些电子设备中，为了防止机箱上的干扰电流直接耦合到信号电路，有意使电路单元的信号地线与设备机箱绝缘。这种方式属于电路单元的悬浮地，如图 3.11-13 (b) 所示。

悬浮地的设备容易出现静电积累，当电荷达到一定程度后，会产生静电放电。在雷电环境下，静电感应产生的高压

会在设备机箱与部件间产生电击穿，甚至使操作人员遭到电击。另外，由于电子设备采用一般的电网供电，而电厂、电网是以大地为接地基准的，当电网相线与浮地的机箱短路时，则有引起触电的危险。所以这种接地方式不宜用于通信系统和一般的电子设备中。

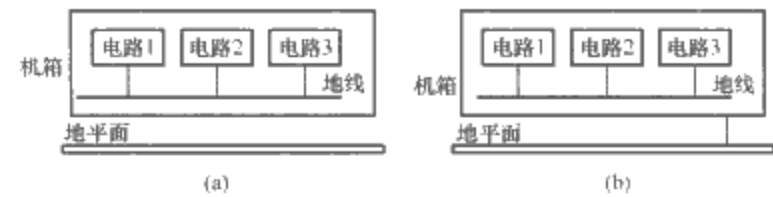


图 3.11-13 悬浮地
(a) 电子设备悬浮地；(b) 电路单元悬浮地

工作于直流及低频范围的小型设备（如测量仪器），有时常常要求对工频高电平的共模噪声具有很高的共模抑制比，而设备自身的功率和电压电平又不太高，这时常采用如图 3.11-14 所示的浮地信号系统。从图 3.11-14 (a) 可见，所谓浮地就是将电路或设备的信号接地系统与机壳及安全地（大地）相隔离。设信号接地系统与机壳及安全地之间的漏电阻及分布电容构成的漏阻抗为 Z_k ，电路或设备输入端对大地之间的共模噪声电压为 U_c ，则电路或设备输入端的等效电路如图 3.11-14 (b) 所示。由图可见，在输入电路中流过的共模噪声电流为 $I_c = U_c / Z_k$ ，当 $Z_k \rightarrow \infty$ 时， $I_c \rightarrow 0$ 。由此可见，浮地系统能否发挥其优势，关键是要使 Z_k 越大越好，这就要求做到输入端漏电阻越大越好，输入端分布电容越小越好。实际上输入端漏电阻要做到几十兆欧以上是不困难的，这时地线子系统必须使用绝缘子。四氟乙烯或聚三氟氯化乙烯制成的绝缘材料，具有比较好的综合性能，电阻率可达 $10^{15} \sim 10^{16} \Omega \cdot m$ 。

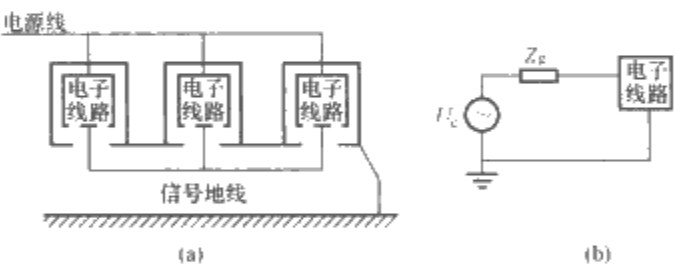


图 3.11-14 低频浮地系统示意图
(a) 低频浮地；(b) 等效电路

但是，要将信号接地系统对机壳和大地的分布电容做到几个皮法却是很困难的，必须采取非常严密的屏蔽措施才行。特别在电路或设备采用交流电网供电的情况下，要做到分布电容很小更加困难。显然，当外界共模噪声源为高频噪声时，分布电容的容抗随频率的升高而减小，浮地的条件无法满足。所以，这种浮地信号系统只能用于抑制低频共模噪声干扰和小型便携式设备和系统。

所谓机壳（架）地，就是一个系统中所包含的所有设备的机壳、机箱、机架乃至可移动、可接插的部件、抽屉等机械部分，均应当用一根地线连在一起，然后再与其他子系统地线汇总，在一点接大地。通常，在正常情况下希望该地线子系统不流过什么电流，所以可以采用串联接地方式。而在系统出现故障（如绝缘击穿、高压短路、雷击等）时，该地线中会流过较大的电流。所以，这个接地子系统常常接入保护用的电气设备（如断路器、保护开关等），一旦发生故障，立即切断主电源。

综上所述，不难看出，机壳（架）地的主要作用是保证整个系统的机壳能保持一个恒定的电位（与接大地处电位相同）。对整个系统来讲，它起到一个大的“静电屏蔽罩”的作用；当然，同时也起到保护人身与设备安全的作用。

2.5 单元电路的接地

电子设备中单元电路的接地方式亦有点接地和多点接地两种。如图 3.11-15 所示为同一放大电路的两种接地方法，图 (a) 把本级电路的接地点汇集于一点后接公共地线，而图 (b) 把本级电路的各接地点就近与公共地线相接，构成了多点接地。

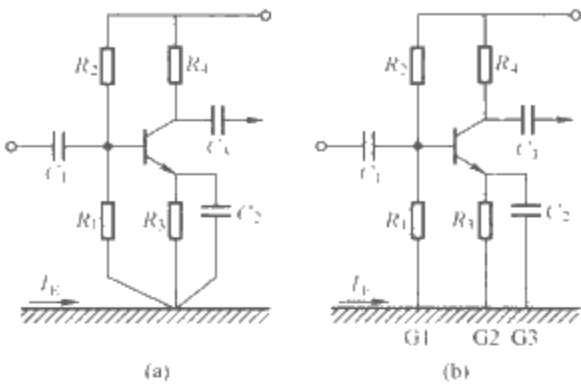


图 3.11-15 单元电路的接地
(a) 单元电路的一点接地；(b) 单元电路的多点接地

对于单元电路来说，最好是一点接地，因为地线不是理想的零阻抗。在图 3.11-15 (b) 的多点接地情况中，由于地线中有地电流通过，三个接地点 G1、G2、G3 的电位显然是不同的，这样在晶体管的输入端就引入了由地电流 I_E 形成的干扰电压，使电路工作不稳定甚至失误。而在图 3.11-15 (a) 的单点接地中， I_E 对晶体管的输入端没有影响。

如前所述，实际的地线上两点一般不会是等电位的，因此，当电路在多点接地时，地线上的噪声就会耦合进电路（地环路干扰）。

图 3.11-16 (a) 所示为信号源与放大器连接的典型电路。 R_{C1} 和 R_{C2} 是连接源和负载的导线电阻。源的地线和负载（放大器）的地线不在同一点，两个地线之间有地线噪声电压 U_G 。若 $R_{C2} \ll R_S + R_{C1} + R_L$ ，则放大器输入端的噪声电压 U_N 为

$$U_N = \frac{R_L}{R_L + R_{C1} + R_S} \frac{R_{C2}}{R_{C2} + R_G} U_G \quad (3.11-2)$$

设 $R_G = 0.01 \Omega$ ， $R_{C1} = R_{C2} = 1 \Omega$ ， $R_S = 500 \Omega$ ， $R_L = 10 k\Omega$ ， $U_G = 100 mV$ ，则 $U_N = 95 mV$ 。可见，地线上的噪声几乎全部耦合进电路。

解决方法是将源或负载侧的地线之一断开。通常将源端的地线断开比较方便（在很多场合这也是可行的，如源是一个传感器）。如图 3.11-16 (b) 所示，将源端地线断开后，设源与地之间的阻抗为 Z_{SG} 。理想情况下 Z_{SG} 为无限大，但实际上，由于寄生电容等存在，它为有限值。

若 $R_{C2} \ll R_S + R_{C1} + R_L$ ，且 $Z_{SG} \gg R_{C2} + R_G$ ，则放大器输入端的噪声电压 U_N 为

$$U_N = \frac{R_L}{R_L + R_{C1} + R_S} \frac{R_{C2}}{Z_{SG}} U_G \quad (3.11-3)$$

式中第二项是减小 U_N 的主要原因。它实际表示了接地阻抗

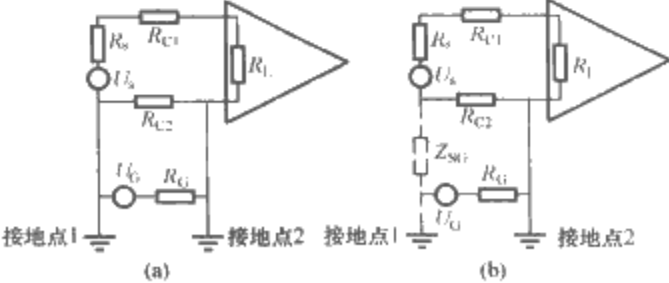


图 3.11-16 单点接地对噪声的抑制
(a) 信号源与放大器连接的典型电路；(b) 改进电路

与信号地线阻抗之间的分压比例关系。如果 Z_{SG} 无限大, 大部分电压都降在了 Z_{SG} 上, 一点噪声也不会耦合进放大器。如果 Z_{SG} 为 $1\text{ M}\Omega$, 其他参数同上, 则耦合进放大器中的噪声仅为 $0.095\mu\text{V}$, 这比源没有接地时降低了 120dB 。

2.6 多级电路的接地

图 3.11-17 为一高增益放大器的接地系统。图中, 前两级放大器和带通滤波器单独用地线与总地线相连接。末级功率放大器和高电平信号电路共用一根地线接到总地线, 这样高电平电路所产生的地线干扰不会影响低电平电路。

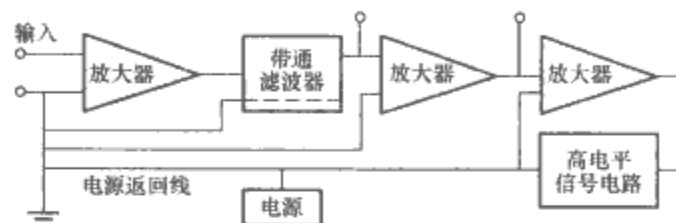


图 3.11-17 高增益放大器的接地系统

功放级和高电平电路地线的截面积应根据信号电流的大小确定。敷设时, 强、弱信号的地线应尽可能分开, 并不要使其靠近其他高频电路。

多级电路接地点的选择是十分重要的。接地点应选在低电平电路的输入端, 使该端最接近于基准地电位, 同时输入级的接地线也可缩短, 使受干扰的可能性减小。若把接地点移到高电平端, 则输入级的地对基准地电位差最大, 地线最长, 当然最易受到干扰, 因此在高电平端接地是不合理的。

图 3.11-18(a)所示为多级电路的串联式单点接地系统, 设电路 1、电路 2、电路 3 三级电路的电平依次为由低到高。当接地点在靠近电路的高电平端 c 点时, 低电平级 a 点的对地电位为

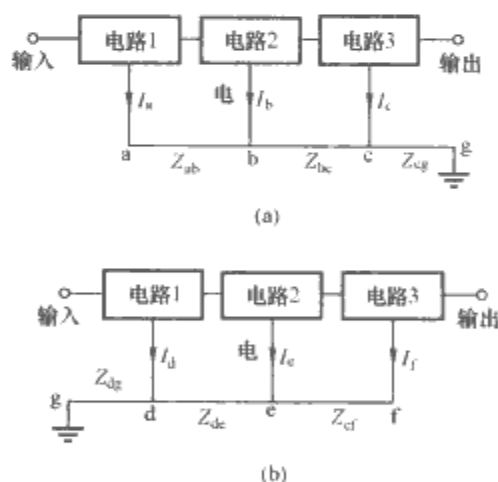


图 3.11-18 多级电路接地点的选择

(a) 接地点靠近高电平端 (错误);

(b) 接地点靠近低电平端 (正确)

$$U_{ag} = Z_{ab} I_a + Z_{bc} (I_a + I_b) + Z_{cg} (I_a + I_b + I_c) \quad (3.11-4)$$

式中: Z_{ab} 、 Z_{bc} 、 Z_{cg} 分别为地线 ab、bc、cg 段的地阻抗, Ω 。当接地点选在靠近多级电路的低电平端 d 时, 见图 3.11-18 (b), 则低电平级 d 点的对地电位为

$$U_{dg} = Z_{dg} (I_d + I_e + I_f) \quad (3.11-5)$$

式中: Z_{dg} 为地线 dg 段的地阻抗, Ω 。

比较上面两式, 设各段地线阻抗不变, 即 $Z_{cg} = Z_{dg}$, 则 $U_{ag} > U_{dg}$ 。可见多级电路接地点选在靠近低电平端时, 电路输入端点 d 的电位只受 dg 段地线的影响, 地电位对电路的干扰最小, 因此这种接地方法是正确的。由上述分析可得出结论, 多级电路的接地点应选在低电平级电路的输入端。

3 地线中的干扰及消除

本节所讨论的地线是指电子设备中各种电路单元电位基准的连接线, 即电源地线或信号地线。理想地线是一个零阻抗和零电位的物理实体, 它不仅是各相关电路中所有信号电平的参考点, 而且当有电流通过时也不产生压降, 这是电路分析中对地线的认识。

在具体电子设备内, 这种理想地线是不存在的。一方面, 任何地线既有电阻又有电抗, 当有电流通过时地线上必然产生压降。另一方面, 地线还可能与其他线路 (信号线、电源线等) 形成环路, 当交变磁场与环路交链时, 就会在地线中产生感应电动势。不论是地电流在地线上产生的压降还是地环路所引起的感应电动势, 都有可能使共用该地线的各电路单元产生相互干扰。

3.1 地环路干扰

地环路干扰是一种较常见的干扰现象, 常常发生在通过较长电缆连接的相距较远的设备之间。其产生的内在原因是地环路电流的存在。由于地环路干扰是由地环路电流导致的, 因此在实践中, 有时会发现, 当将一个设备的安全接地线断开时, 干扰现象消失, 这是因为地线断开时, 切断了地环路。这种现象大多发生在干扰频率较低的场合, 当干扰频率高时, 断开地线与否关系不大。

电子设备中的地线分布在设备内部的各级电路单元, 它难免会与其他线路构成环路。如在不对称馈电的信号电路中, 地线与信号线可构成环路; 地线作为直流供电电源的馈线之一时, 它与另一电源线也会构成环路; 地线本身也可能构成环路。当某一交变磁场与这些环路交链时, 环路中产生的感应电动势有可能叠加到传输信号上形成干扰。

如图 3.11-19 所示, 地环路干扰形成的原因有两方面: 一是两个设备的地电位不同, 形成地电位差, 在这个电位差的驱动下, 设备 1—互连电缆—设备 2—地形成的环路之间有电流流动。由于电路的不平衡性, 每根导线上的电流不同, 因此会产生差模电压, 对电路造成干扰。地线上的电压是由于其他功率较大的设备也用这段地线, 在地线中引起较

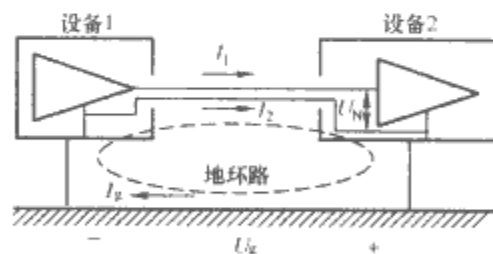


图 3.11-19 地环路

强电流, 而地线又有较大阻抗产生的。二是由于互连设备处在较强的电磁场中, 电磁场在设备 1—互连电缆—设备 2—地形成的环路中感应出环路电流, 与原因一的过程一样导致干扰。

图 3.11-20 所示为两个级连的电路单元, 其中 cd 是信号传输线, 地线 ab 既是信号的返回通路, 又是电源馈线之一。由图可见, 电源的正极馈线与地线在电路 1 和电路 2 间构成一个环路 aa'bb', 信号线 cd 与地线在电路 1 和电路 2 间又构成一个环路 cdba。当交变磁场穿过这些环路时, 环路中产生的感应电动势为

$$e_i = - \frac{d\phi}{dt} = - S \frac{dB}{dt} \quad (3.11-6)$$

式中: e_i 为环路中的感应电动势, V; S 为环路在磁场垂直

方向上的投影面积, m^2 ; B 为穿过环路的磁通密度。

由图 3.11-20 可见, 地环路中的感应电动势 e_i 与传输信号电压串联后输送到下一级电路的输入端, 从而构成干扰。欲减小地环路干扰, 就要减小地环路面积, 最好在线路布局时避免构成地环路。

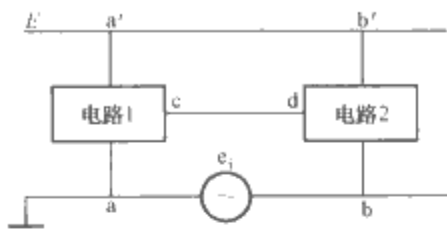


图 3.11-20 级联的两电路单元

3.2 地线中的等效干扰电动势

共地阻抗干扰是由于两个电路共用一段地线（地阻抗），一个回路对另一个回路产生的干扰。一段地线上产生的总的干扰电动势为

$$U'_g = i_g(R_g + j\omega L_g) \tag{3.11-7}$$

假设这段地线与电源正极馈线（或信号线）构成的环路面积为 S ，则在这段地线上产生的总的干扰电动势为

$$e_g = U'_g + e_i = i_g(R_g + j\omega L_g) - S \frac{dB}{dt} \tag{3.11-8}$$

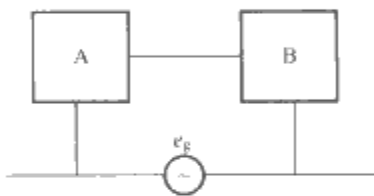


图 3.11-21 地线中的等效干扰电动势

可见在分析地线给电路所造成的干扰时，只需在地线中加一等效干扰电动势，如图 3.11-21 所示。总之，地线干扰是造成设备（或系统）内部各单元之间耦合的重要因素之一，如何抑制地线干

扰也就成了电磁兼容设计的一个重要课题。根据地线中干扰形成的机理，减小地线干扰的措施可归纳为减小地线阻抗和电源馈线阻抗，正确选择接地方式和阻隔地环路等。

增加地环路的阻抗也可以减小地环路电流。当阻抗无限大时，实际是将地环路切断，即消除了地环路。例如将一端的设备浮地，或将线路板与机箱断开等，均是直接的方法。但出于静电防护或安全的考虑，这种直接的方法在实践中往往是不允许的。更实用的方法是下面介绍的隔离变压器、光耦合、共模扼流圈、平衡电路等。

3.3 低阻抗地线的设计

地线的干扰来自于电流流过地线阻抗而产生了地线电压。从表 3.11-1 中可以看出，当频率升高时，导体的阻抗增加很大，这是因为频率高时，感抗增加的缘故（电阻也增加）。

表 3.11-1 导线在不同频率时的阻抗

| 频率 | $d=0.65\text{cm}$ | | $d=0.27\text{cm}$ | | $d=0.06\text{cm}$ | | $d=0.04\text{cm}$ | |
|--------|-------------------|---------------|-------------------|---------------|-------------------|---------------|-------------------|---------------|
| | $l=10\text{cm}$ | $l=1\text{m}$ | $l=10\text{cm}$ | $l=1\text{m}$ | $l=10\text{cm}$ | $l=1\text{m}$ | $l=10\text{cm}$ | $l=1\text{m}$ |
| 10Hz | 51.4μΩ | 517μΩ | 327μΩ | 3.28mΩ | 5.29mΩ | 52.9mΩ | 13.3mΩ | 133mΩ |
| 1kHz | 429μΩ | 7.14mΩ | 632μΩ | 8.91mΩ | 5.34mΩ | 53.9mΩ | 14mΩ | 144mΩ |
| 100kHz | 42.6mΩ | 712mΩ | 54mΩ | 828mΩ | 71.6mΩ | 1.0Ω | 90.3mΩ | 1.07Ω |
| 1MHz | 426mΩ | 7.12Ω | 540mΩ | 8.28Ω | 714mΩ | 10Ω | 783mΩ | 10.6Ω |
| 5MHz | 2.13Ω | 35.5Ω | 2.7Ω | 41.3Ω | 3.57Ω | 50Ω | 3.86Ω | 53Ω |
| 10MHz | 4.26Ω | 71.2Ω | 5.4Ω | 82.8Ω | 7.14Ω | 100Ω | 7.7Ω | 106Ω |
| 50MHz | 21.3Ω | 356Ω | 27Ω | 414Ω | 35.7Ω | 500Ω | 38.5Ω | 530Ω |
| 100MHz | 42.6Ω | | 54Ω | | 71.4Ω | | 77Ω | |
| 150MHz | 63.9Ω | | 81Ω | | 107Ω | | 115Ω | |

注 d 为导体直径, l 为导体长度。

地线中的干扰电压除与流过地线的电流有关外，还与地线的阻抗有关。地线阻抗包括电阻和电感分量，因此欲减小 Z_g ，就要减小 R_g 和 L_g 。

导体的电阻分为直流电阻 R_{DC} 和交流电阻 R_{AC} 。对于交流电流，由于集肤效应，电流集中在导体的表面，导致实际电流截面减小，电阻增加。在考虑电磁兼容问题时，仅关心交流电阻。直流电阻和交流电阻的关系如下

$$R_{AC} = 0.076rR_{DC}\sqrt{f} \tag{3.11-9}$$

式中: r 为导线的半径, 对于任意截面形状的导体, r 为截面周长/ 2π , cm; f 为流过导线的电流频率, Hz; R_{DC} 为导线的直流电阻, Ω。

导体的电阻与导体的横截面积有关，导体的横截面积应理解为有效载流面积。在直流情况下，因为电流在导体截面上是均匀分布的，所以导体的横截面积就是它的几何截面积。但是对于交变电流甚至射频电流，由于集肤效应，电流集中于表面，使导体的有效载流面积小于甚至远小于导体的几何截面积。因此，同一导体在直流、低频和射频情况下所呈现的电阻是不同的。

对于实心圆截面导体，如果集肤深度 δ 远小于导体的半径，则单位长度的射频电阻为

$$R_{RF} = \frac{1}{2\pi a\delta\sigma} \quad (\Omega/\text{m}) \tag{3.11-10}$$

$$\delta = \frac{66}{\sqrt{f\mu_r\sigma_r}} \times 10^{-3} \quad (\text{m}) \tag{3.11-11}$$

$$\sigma = \sigma_r\sigma_{Cu} = 5.82 \times 10^7 \sigma_r \tag{3.11-12}$$

因此

$$R_{RF} = \frac{4.14}{a} \sqrt{\frac{f\mu_r}{\sigma_r}} \times 10^{-8} \quad (\Omega/\text{m}) \tag{3.11-13}$$

若导体的截面不是圆形，则可以先求出其等值半径，然后采用实心圆柱体的射频电阻计算公式进行计算。

任何导体都有内电感（它区别于通常讲的外电感，外电感是导体所包围的面积函数），内电感与导体所包围的面积无关。对于圆截面圆柱导体，内电感可按式进行计算

$$L_g = 0.2l[\ln(4.5/d) - 1] \quad (\mu\text{H}) \tag{3.11-14}$$

· 矩形铜直导体的内电感为

$$L_g = 0.2l\left(2.303\lg\frac{2l}{a+b} + 0.5 + 0.2235\frac{a+b}{l}\right) \quad (\mu\text{H}) \tag{3.11-15}$$

式中: l 为导体的长度; d 为圆柱导体的直径; a 、 b 为矩形导体截面的长和宽, m。

片状导体或平面（这时导体的宽度至少是导体厚度的 10 倍）的内电感为

$$L = 0.2l[\ln(2l/w) + 0.5 + 0.2w/l] \quad (\mu\text{H}) \tag{3.11-16}$$

式中: w 为片状导体的宽度, m。

若 $l/w > 4$ ，则公式可以化简为

$$L = 0.2l\ln(2l/w) \quad (\mu\text{H}) \tag{3.11-17}$$

一般可用 $1\mu\text{H}/\text{m}$ 的经验数值估算导线电感。

长和宽分别为 a 和 b 的实心平面状地线的表面阻抗为

$$Z_f \approx R_f\left(1 + \tan\frac{2\pi b}{\lambda}\right)\frac{b}{a} \quad (\Omega/\text{cm}^2) \tag{3.11-18}$$

射频表面电阻为

$$R_f = 0.28 \times 10^{-6} \sqrt{\frac{\mu_r f}{\sigma_r}} \quad (\Omega/\text{cm}^2) \tag{3.11-19}$$

3.4 低阻抗电源馈线

电子设备内部的直流电源供电系统，往往是多个电路单元共用一个电源。为避免共用电源成为电路间的噪声耦合通道，希望在负载上产生的交流信号都不在直流供电馈线上产生相应交流电压，这就要求电源馈线尽可能降低阻抗。

电源馈线的特性阻抗可用无损传输线的计算公式计算，即

$$Z_0 = \sqrt{L_0/C_0} \quad (3.11-20)$$

式中： L_0 为电源馈线的分布电感，H/m； C_0 为分布电容，F/m。

当负载电流突变时，跨在负载上瞬时电源电压变化值为

$$\Delta U_L = \Delta I_L Z_0 \quad (3.11-21)$$

该瞬时电压波动是一种有害的干扰。显然，减小馈线的特性阻抗，也就减小了馈线上可能出现的瞬时压降。为此需使电源馈线的分布电感减小、分布电容增大。其方法是采用长宽比小的扁导体，并且在满足耐压要求的情况下，尽可能减小正负馈线之间的距离。这种低阻抗线的另一优点是减小了馈线的环路面积，有利于抑制地环路干扰。

图 3.11-22 是用于集成电路的低阻抗电源线的结构。

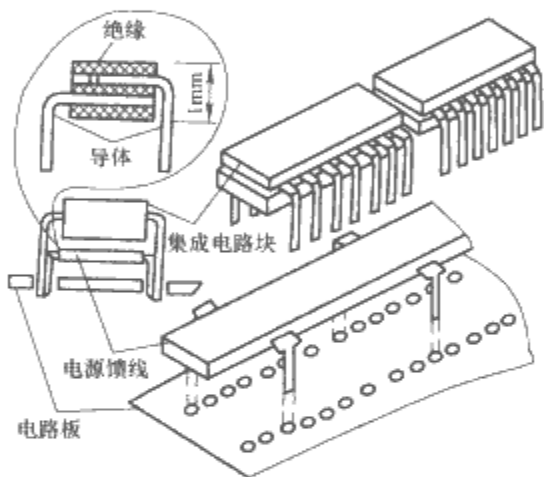


图 3.11-22 集成电路用低阻抗电源线

3.5 阻隔地环路干扰的措施

图 3.11-23 所示的电路单元 A 输出信号电压 U_S ，经信号线输至电路单元 B，再由地线构成信号串流回路，这样信号线和地线就构成了地环路。设地线中等效干扰电动势为 e_g ，则电路单元 B 的输入电压为 $U_S + e_g$ 。欲有效地传输信号和抑制干扰，就需采取措施使信号 U_S 能顺利地输至电路单元 B，而地线中的干扰 e_g 在输至电路单元 B 时受到很大的衰减，这种措施就称为阻隔地环路。

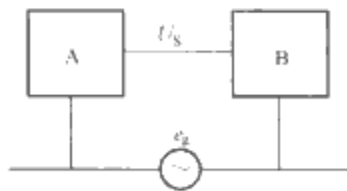


图 3.11-23 电路单元间地环路干扰

阻隔两电路单元之间地环路的主要措施包括采用隔离变压器、纵向扼流圈（中和变压器）传输信号；另外，电路单元间可采用同轴电缆及光纤电缆传输信号等。

3.5.1 用信号隔离变压器实现地环路的隔离

解决地环路干扰的最基本方法是切断地环路。如图 3.11-24 (a) 所示，用隔离变压器就起到了这个作用，两个设备之间的信号传输通过磁场耦合进行，避免了电气直接连接。这时地线上的干扰电压出现在变压器的一、二次侧之间，而不是在电路 2 的输入端。

变压器隔离的方法有一些缺点，如不能传输直流、体积

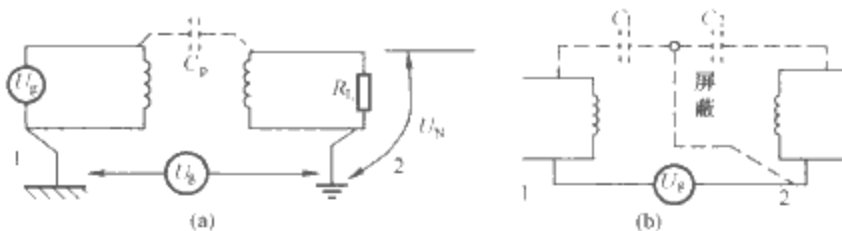


图 3.11-24 隔离变压器切断地环路
(a) 加装隔离变压器；(b) 加装屏蔽层

大、成本高等。由于变压器的一、二次侧之间有寄生电容，因此高频时的隔离效果不是很好。

设一、二次侧之间的寄生电容为 C_p ，负载 R_L 上的噪声电压为

$$U_N = \frac{U_g R_L}{R_L + 1/j\omega C_p} = \frac{j\omega C_p R_L U_g}{j\omega C_p R_L + 1} \quad (3.11-22)$$

如果一、二次侧之间的电容较小，则耦合电压也较小。因此，要设法减小一、二次侧的级间电容。

如图 3.11-24 (b) 所示，减小一、二次侧之间寄生电容的方法是在一、二次侧之间加屏蔽层。屏蔽层的构造是用铜箔或铝箔绕一匝，但不能形成短路环（在搭接处垫一片绝缘材料）。屏蔽层一定要接地，并且必须接到 2 点（即信号接收端），这样地线上的干扰经过 C_1 耦合到屏蔽层，并被短路到地，而不会经过 C_2 耦合到电路 2 的输入端。

经过良好屏蔽的隔离变压器能够传输的信号频率可以到 1MHz。

信号隔离变压器的原理与电流隔离变压器的原理相同，只是工作频率和电平不同。这种方案的实际隔离效果，取决于它的静电屏蔽结构与工艺。必须注意，这里的隔离变压器本身就是一个对周围噪声磁场十分敏感的元件，由于它处于低电平，因此必须对它进行仔细的磁屏蔽。

3.5.2 用平衡变压器实现地环路的隔离

在实际应用中，信号源有时为非电量传感器，传感信号常为直流量或频率极低的电量。这时，就不可能采用上述信号隔离变压器的方法，而应当采用如图 3.11-25 所示的平衡变压器的方法。从图可见，对信号电流而言，该变压器的两个绕组中流过大小相等的差模电流，所以，变压器对信号分量呈现极低的阻抗。而对由地电位差引起的噪声而言，它们使两个绕组中同时流过大小相等的共模电流，只要变压器绕组的电感对噪声频率的感抗足够高，就能使平衡变压器对地电位差引起的共模噪声分量呈现高阻抗，这样就等效于隔离了信号源和放大器输入信号回路两个接地端形成的地回路。为了进一步分析平衡变压器法的工作原理，可将图 3.11-25 的等效电路，分成对有用信号及对地电位差噪声的两个等效分析电路，然后分别进行讨论。它们分别示于图 3.11-26 (a)、(b)。

图 3.11-25 中， R_{C1} 、 R_{C2} 分别为两条输入导线及平衡变压器两个绕组的铜电阻， R_L 为电路 2 的等效输入电阻， L_1 、 L_2 及 M 分别为平衡变压器两个绕组的自感和互感， U_S 为有用信号电压， U_g 为地电位差共模噪声电压。

(1) 有用信号 U_S 的响应。从图 3.11-26 (a) 可得

$$U_S = j\omega S(L_1 + L_2)I_S - 2j\omega SMI_S + (R_L + R_{C2})I_S \quad (3.11-23)$$

设 $L_1 = L_2 = M$ ，可得

$$I_S = \frac{U_S}{R_L + R_{C2}} \quad (3.11-24)$$

由式 (3.11-24) 可知，平衡变压器的介入不会给有用信号的传输带来任何影响。

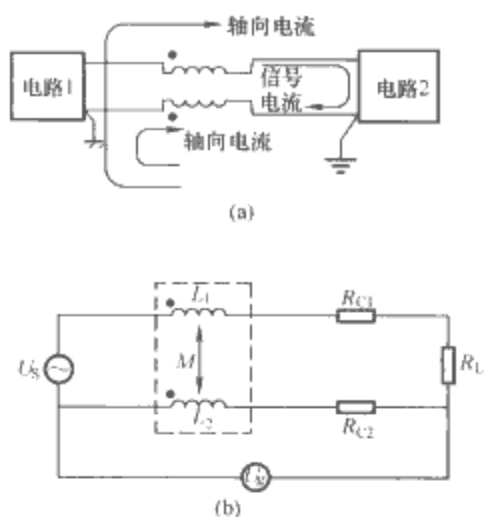


图 3.11-25 平衡变压器对地环路的隔离
(a) 有用信号的等效电路；(b) 对地电位差噪声等效电路

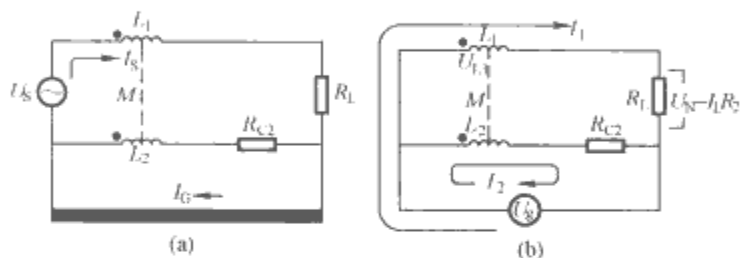


图 3.11-26 平衡变压器法的等效分析电路
(a) 对有用信号的等效分析电路；
(b) 对共模噪声的等效分析电路

(2) 对地电位差噪声共模电压 U_g 的响应。从图 3.11-26 (b) 可得上回路及下回路的回路方程分别为

$$U_g = j\omega_N M I_1 + j\omega_N M I_2 + I_1 R_L \quad (3.11-25)$$

$$U_g = j\omega_N L_2 I_2 + j\omega_N M I_1 + I_2 R_{C2} \quad (3.11-26)$$

可得

$$I_2 = \frac{U_g - j\omega_N M I_1}{j\omega_N M L_2 + R_{C2}} \quad (3.11-27)$$

设 $L_1 = L_2 = M = L$ ，将式 (3.11-27) 代入式 (3.11-25)，可得

$$I_1 = \frac{U_g R_{C2}}{j\omega_N L (R_{C2} + R_L) + R_L R_{C2}} \quad (3.11-28)$$

由式 (3.11-28) 可以计算得到，由共模噪声电压 U_g 在放大器输入端产生的实际噪声电压为

$$U_N = \frac{U_g R_{C2} / L}{j\omega_N + R_{C2} / L} \quad (3.11-29)$$

由式 (3.11-29) 可得 U_N / U_g 对 ω_N 的关系，其变化曲线如图 3.11-27 所示。

由图 3.11-27 可见，只要满足 $L \gg R_{C2} / \omega_N$ 的条件，由共模噪声电压 U_g 在放大器输入端产生的噪声干扰就可以得到有效抑制。

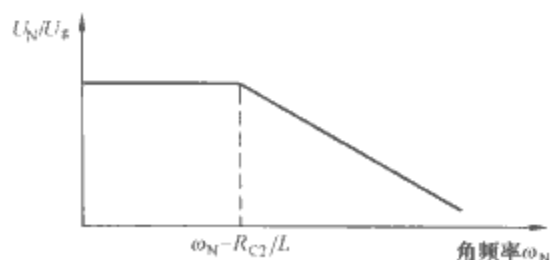


图 3.11-27 用平衡变压器削弱共模噪声
这种平衡变压器可以按图 3.11-28 所示很方便地制作。

实际上，一个磁心中可以绕制多组线圈，为许多对电路同时提供平衡变压器。

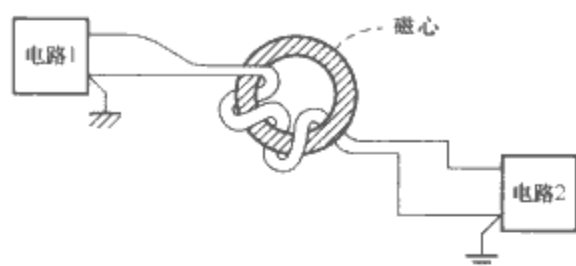


图 3.11-28 实际平衡变压器绕制示意图

3.5.3 用光耦合器实现地环路的隔离

用光传输信号是解决地环路问题的理想方法。如图 3.11-29 所示，基本的光耦合器是由一个发光二极管通过光与一个晶体管、二极管或一个晶闸管耦合组成的，并封装在同一管壳中。这种光耦合器提供了最彻底的隔离，因为电路 1 和电路 2 只可能通过光束实现耦合。

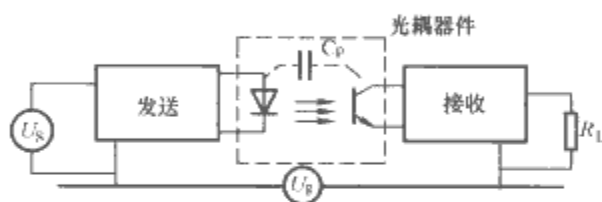


图 3.11-29 用光耦合器隔离地环路

光耦合器的寄生电容为 2pF 左右，因此能够在很高的频率起到隔离作用。如果使用光纤，则没有寄生电容的问题，能够获得十分完善的隔离效果。光耦合器在数字脉冲电路中得到了最广泛的应用。

但是，用光纤会带来其他问题：

- (1) 光纤连接需要更大的功率、更多的器件。
- (2) 光连接的线形和动态范围都达不到模拟信号的要求。
- (3) 光缆的安装和维护比较复杂。
- (4) 光缆连接技术一般用在数字电路中，由于其带宽很宽，因此可以用在高速数据网中。

3.5.4 用差动放大器实现地环路的隔离

如图 3.11-30 (a) 所示，这是一个单端输入、单端输出的差动放大器。它对共模噪声电压 U_g 的等效分析电路示于图 3.11-30 (b)。该放大器输出端的噪声电压为

$$U_N = U_1 - U_2 = \frac{R_{L1}}{R_{L1} + R_{C1} + R_S + 2R} \frac{R_{L2}}{R_{L2} + R_{C2} + 2R} U_g \quad (3.11-30)$$

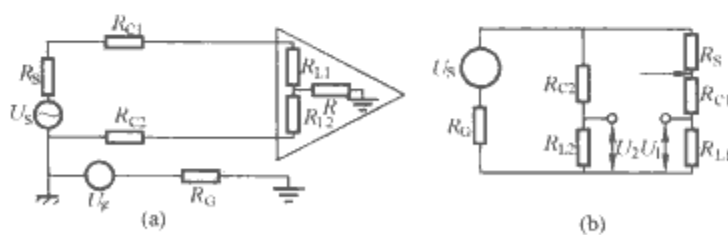


图 3.11-30 用差动放大器隔离地环路

(a) 原理电路；(b) 共模噪声电压 U_g 的等效分析电路

从方程 (3.11-30) 清楚可见，通常 $R_{C1} = R_{C2}$ ， $R_{L1} = R_{L2}$ ， $R_S \ll R_L$ ，所以 $U_N \approx 0$ ，这样就实现了地环路的隔离。

3.5.5 平衡电路对地环路干扰的抑制

平衡电路指两个导体及其所连接的电路相对于地线或其

他参考物体具有相同的阻抗。典型的平衡电路是差分放大器。但差分放大器的源端通常不是平衡的。图 3.11-31 所示的电路中如果 $R_{S1} = R_{S2}$, $R_{L1} = R_{L2}$, $U_{S1} = U_{S2}$, 则是完全平衡的电路。

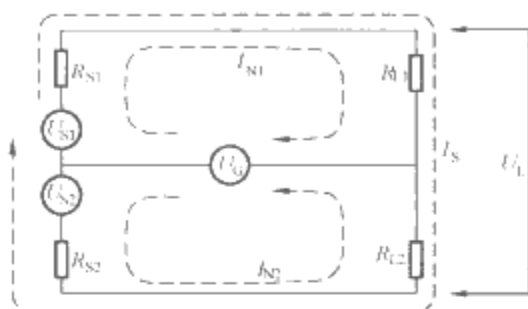


图 3.11-31 平衡电路对地环路干扰的抑制

设由于地电压 U_G 的影响，在两根导体中产生了地环路电流 I_{N1} 和 I_{N2} ，由于电路是平衡的，因此 $I_{N1} = I_{N2}$ ，负载上的电压为

$$\begin{aligned} U_L &= I_{N1} R_{L1} - I_{N2} R_{L2} + I_S (R_{L1} + R_{L2}) \\ &= I_S (R_{L1} + R_{L2}) \end{aligned} \quad (3.11-31)$$

因此，地环路噪声电流在负载上没有造成影响，仅有信号电流流过负载。

高频时平衡是很困难的，图 3.11-31 所示电路仅是一种理想的状态，实际的电路会有很多寄生因素，如寄生电容、电感等。这些参数在频率较高时对电路阻抗发挥着较大作用。由于这些寄生参数的不确定性，电路的阻抗也是不确定的，因此很难保证两个导体的阻抗完全相同。因此，在高频时，电路平衡性往往较差，这意味着平衡电路对频率较高的地环路电流干扰抑制效果较差。

4 搭接

4.1 搭接的定义及目的

搭接是指使两个金属物体之间实现低阻抗电流通路的过程。导线的连接及接地是一个物理概念，而搭接则是实现这个物理概念的具体手段。在任何实际的电子系统中，不论一个小部件或整个装置，都需在金属体之间进行大量连接，以便提供电源、信号回路、安全保护、雷电防护等。

搭接的实现应保证这些连接点具有高的机械强度、低的阻抗，以及长期稳定、防腐蚀或防机械松动等性能。

搭接主要应用在设备外壳之间、设备与地之间、信号回路与地回路之间、电流回路与地回路之间、导线屏蔽体与地回路之间、接地平面与连接大地的地网之间、电缆屏蔽层与机箱之间、屏蔽层上不同部位之间、滤波器与机箱之间的连接、静电屏蔽层与地之间、不同机箱之间的连接。

搭接的目的是：

- (1) 建立信号电流的均匀和稳定的通路，避免金属连接点之间产生电位差，这个电位差会导致电磁干扰。
- (2) 保证电源、信号的良好连接回路。
- (3) 减小装置之间的电位差，避免电磁干扰。
- (4) 控制装置表面流动的射频电流。
- (5) 建立安全保护、雷电保护、静电放电保护的可靠回路。

搭接的质量是至关重要的，差的搭接会导致不安全和干扰。例如电源线的松动连接会在负载上产生不希望的电压降；由于负载电流通过不良连接所增加的电阻产生的热会破坏电线的绝缘，以致产生漏电甚至起火；信号线上连接点的

松动和高阻抗亦会导致信号幅度的下降或噪声水平的增加，或两者兼而有之。

4.2 搭接电阻的准则

对于两个需要连接的物体，有效搭接的主要要求是建立低的电阻值，而且在整个使用期间能稳定地保持。但对具体接点，电阻值的限值要根据流过这个路径的实际电流或预计的电流而定。

美国的有关设计规范中规定，飞行器的搭接阻抗要小于 $2.5\text{m}\Omega$ ，因为当燃料局部电压超过 500V 时，会造成燃料燃烧。对于飞行器中的高精度仪表，搭接阻抗还要更小。

例如，当搭接仅仅为了防止静电电荷的建立，可以允许很高的电阻值，即 $50\text{k}\Omega$ 或更高的阻值。

对于雷电放电电流及大漏电电流的通路，搭接电阻必须非常小，以便使热效应降至最低程度。

对于信号回路，为使噪声降至最低水平，要求通路的电阻小于 $50\text{m}\Omega$ 。至于搭接的具体精确要求则取决于两个因素：①构成干扰威胁的电压幅值；②通过连接点的电流值。这在每个具体情况中是千差万别的。但无论如何，对噪声控制的要求不像对防雷和漏电安全保护所要求那样的低阻值。

$1\text{m}\Omega$ 的搭接电阻可以认为是获得高质量的连接。实验表明，只要表面清洁，在两个结合表面具有足够的压力， $1\text{m}\Omega$ 的电阻值是可以达到的。为保护更大的电流通过，要求电阻值更低，但一般的搭接办法很难达到，例如连接器（电缆插头）外壳、两段管子的连接等。对于搭接电阻，也没有必要苛求比这更小的电阻值，因为连接导体本身的固有电阻值要比此大得多。略高一点的电阻值可以放宽对搭接的要求。另外，要求搭接电阻保持长期的稳定性，因此要保证清除不洁净物并避免由于腐蚀而引起的性能退化。

此外，还必须认识到，对于高频，低的直流搭接电阻并不是搭接性能的可靠指标。导体的固有电感、杂散电容和与此相联系的驻波效应、共振等将决定搭接的阻抗。这样，在高频情况下，这些因素必须和直流电阻同时加以考虑。

4.3 搭接的方法

实现搭接有很多方法，但基本上可归纳为两类：

- (1) 直接搭接：将欲连接的两个金属导体直接接触。
- (2) 间接搭接：利用各种搭接物使两者接触。

直接搭接必须靠裸金属或导电性能很好的金属直接接触来实现，而间接搭接则是靠一个中间导体来实现连接，通过这个中间导体连接两个分离的部分。直接搭接的性能优于间接搭接，但是在某些情况下则要求使用间接搭接。如果要求设备可移动，或者能抗机械冲击，则应采用间接搭接。

理想的搭接方式是焊接，特别是熔焊，能保持最佳的导电性。用螺钉或铆钉等实现搭接能够保证连接处的可靠连接，其他部分可能存在缝隙或由于氧化造成不导电。对于非永久性搭接，可以采用电磁密封衬垫进行搭接。当考虑机械性能要求（如减振）而不能直接搭接时，需要用搭接条进行搭接。

4.4 搭接面的处理及材料的选择

为了保证真正良好的电接触，无论直接搭接还是间接搭接，对搭接表面的处理都是十分必要的，这将直接影响搭接的质量。搭接前要仔细清除搭接面上的油污、油漆、残屑、灰尘以及绝缘氧化薄膜，有时还应覆盖一层导电层，如镀银或镀金。搭接后为了避免腐蚀，有时也需覆一层保护层。

不同金属长时间接触时，会出现腐蚀与合金化，影响搭接的接触电阻及质量稳定性。因此，对搭接材料应加以选择，避免腐蚀的发展和减小接触电阻。

4.4.1 搭接面的腐蚀及其处理

腐蚀是影响搭接电性质稳定性的一个主要因素。搭接通常是在两种不同金属之间，两种不同的金属在电解液中会形成原电池，引起电化学腐蚀，电动势较低的金属成为阳极，电动势较高的金属成为阴极，金属离子从阳极向阴极移动，从而造成阳极的腐蚀。两种金属的电动势相差越多，这种腐蚀越严重。电动势越低的金属，越容易发生腐蚀。

根据电化学腐蚀的特性，可以采取一些方法减小电化学腐蚀：①尽量使用电动势较高的金属，这些金属不容易发生腐蚀；②尽量使用电动势接近的金属互相搭接；③对搭接点进行密封保护，使其不接触潮气。

当不同金属搭接在一起时，应使腐蚀局限在容易更换的部分，如接地线、垫片、螺母等。因此，容易更换的部件应使用电位较低的金属（作为阳极）。

电磁密封衬垫的表面或填充物有各种不同的金属，就是为了与不同金属的屏蔽机箱表面在电化学上相容。

能起电解液作用的液体有盐水、盐雾、雨水（它能带来许多杂质，并使表面上各种杂质润湿）、汽油及喷气燃料等。

为了减轻腐蚀程度，搭接在一起的金属应尽量选用同一组金属，或序列中尽量靠近的两种金属，并且要保证干燥。

当两种不同组的金属接触时，主要靠电化学序列小的金属即阳极金属发生腐蚀。例如将铝壳搭接在不锈钢架上，为了防止这种组合导致的腐蚀，可在两种金属之间放一个镀锡或镀铜的垫圈，这样主要受腐蚀的是垫圈而不是铝。如当一些设备主体必须包含较轻金属（电化学序列小）材料和较重金属（如不锈钢）材料时，应尽量使主体为重金属，可替换部分为重金属材料，这样可替换部分受腐蚀后较易更新。有的情况主设备无法采用重金属时，如飞机的结构主要用铝和铝镁合金，为了避免设备主体受腐蚀，要尽量采用适当的垫圈或铆钉、螺栓材料。

另一种腐蚀过程是电解腐蚀，这种腐蚀过程即使对于同一种金属，当电流通过金属触点时，如存在电解液，也将发生电解腐蚀，因此要保持触点干燥。

在不同金属互相搭接时，阳极和阴极的相对面积很重要。阴极面积愈大，电子流愈大，阳极处的腐蚀也就越严重，因此要减小阴极的面积。

4.4.2 不同材料对接触电阻的影响

不同材料对接触电阻的影响主要由材料的硬度所决定。对于较软的金属，加压后接触面大，因此接触电阻低。当一个软金属和硬金属搭接加压后，软金属将被挤压充填至硬金属的空隙处，这样就增加了真正的接触面，因而降低了接触电阻。几种金属在一定压力下的接触电阻值如表 3.11-2 所示。

表 3.11-2 几种金属搭接的直流接触电阻

| 搭接金属材料 | 接触电阻 ($\mu\Omega$) | 条 件 |
|--------|----------------------|---------------------|
| 黄铜-黄铜 | 6 | 样品搭接面积 |
| 铝-铝 | 25 | 6.45cm ² |
| 黄铜-铝 | 50 | 加压力矩 |
| 黄铜-钢 | 150 | 11.29N·m |
| 铝-铜 | 300 | |
| 钢-钢 | 1500 | |

从表 3.11-2 可以看出：黄铜-黄铜最软，因此接触电阻最低；钢-钢最硬，接触电阻最大；而黄铜和钢搭接之接触电阻则介于这二者之间。

4.4.3 搭接导线与搭接带对接触阻抗的影响

当接地条较短时，金属带 $[(长/宽)<4]$ 比金属线的阻抗小；但是当搭接导体较长时，两者的区别不大。当搭接导体较长时，导线的粗细对阻抗的影响也不明显。导线较长时，电感是阻抗的主要原因。电感的经验值为 $1\mu\Omega/m$ ，且与导体的截面形状、尺寸关系不大。

4.5 搭接的有效性

在直流情况中，搭接的有效性取决于搭接电阻。随着频率的升高，搭接的有效性不但取决于电阻，还取决于搭接电感和搭接面之间的电容。搭接的有效性一般用搭接的有效度衡量。所谓搭接有效度，系指使用搭接带和不使用搭接带时设备上感应电压之差（单位：dB）。有效值有正有负，正值表示搭接体起抑制干扰作用，负值则表示增强干扰作用。

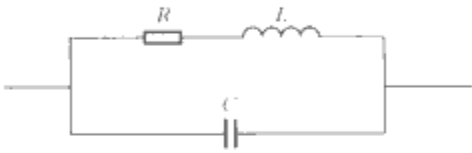


图 3.11-32 单独搭接带的等效电路
 R —搭接带的交流电阻； L —电感；
 C —跨接器和两个搭接待件之间的电容

对搭接有效性的影响主要是搭接系统的阻抗。图 3.11-32 表示单独一个搭接带的高频等效电路。除非在搭接带特别短的情况下，当频率高于 100kHz 时，感抗远比搭接带电阻大， R 可以略去不计。这样，搭接带的阻抗为

$$Z = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC}$$
 (3.11-32)

当频率 $f_c = 1/(2\pi \sqrt{LC})$ 时，达到谐振。在谐振点附近，阻抗高达数百欧，显然此时搭接带已失去作用，甚至会增大感应电磁干扰。但系统一般均工作在远低于谐振点的频率条件。

如果搭接带连接于机箱与大地之间，则其示意图及等效电路如图 3.11-33 所示。图中 L_s 、 R_s 、 C_s 为搭接带之电感、电阻及分布电容，而 L_c 为机箱（或框架）之电感， C_c 为机箱与参考地或机箱与机箱之间的电容。

一般情况下， $L_s \gg L_c$ ， $C_c \gg C_s$ ，则谐振频率为

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s C_c}}$$
 (3.11-33)

对于一些结构，谐振频率可低到 10~15MHz，谐振时不但搭接带失去接地作用，而且像天线系统一样，将搭接带原本要降低的干扰反而增大发射出去。

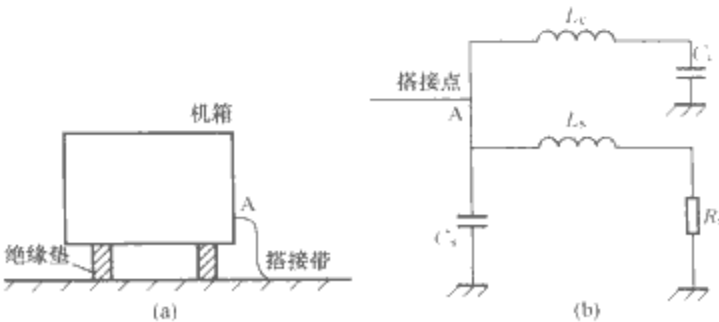


图 3.11-33 间接搭接系统
(a) 机箱与大地搭接示意图；(b) 等效电路

图 3.11-34 所示为搭接条与机壳搭接时对地电容构成的阻抗谐振情况，谐振频率为 6MHz，谐振时的阻抗高达 1000Ω 左右。

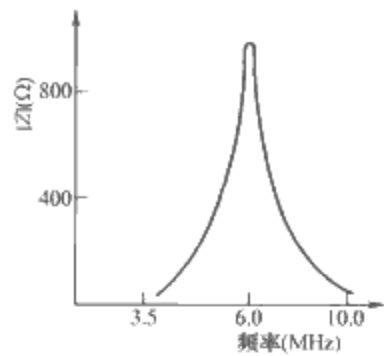


图 3.11-34 搭接条与机壳对地电容构成的阻抗谐振

4.6 良好搭接的一般原则

良好搭接的一般原则归纳如下：

(1) 良好搭接的关键在于搭接金属表面之间的紧密接

触，被搭接的表面接触区应该光滑、清洗干净并去除非导电物质。非焊接时，两搭接体应加以紧固，以保证有足够的压力将搭接处夹紧。搭接应能耐受机械扭曲、冲击和振动。软金属比硬金属接触更好。

(2) 尽量采用同类金属进行搭接。如必须采用两种不同金属时，应考虑腐蚀问题。腐蚀主要发生在阳极金属即电化学序列小的金属，所以设备主体金属应为电化学序列大的金属，或在其间插入可更换的垫片。

(3) 在采用焊料时应考虑焊料作为搭接材料的影响。

(4) 在搭接前应使搭接面干燥，搭接后要防潮，必要时加保护层。

(5) 采用搭接带时应尽量短，以保证低的阻抗。不要使搭接带材料在电化学序列中低于被搭接材料。

(6) 搭接带应直接与结构材料搭接，不要通过邻近物体；不要用自攻丝螺栓，以免接触不良和增加电感。

(7) 要保证搭接处能承受预计的电流，一要防止低温焊料熔化，还要防止产生电解腐蚀。

(8) 不要靠焊料增加机械强度。

第 12 章 电磁干扰滤波、隔离及抑制技术

本章主要介绍电磁干扰滤波器的原理、结构及设计，电磁干扰的隔离技术，电磁干扰的抑制技术，以及信号回路的电磁干扰隔离。

1 电磁干扰滤波器

1.1 滤波器的特性及分类

滤波是抑制传导干扰的一种重要方法。由于干扰源发出的电磁干扰的频谱比要接收的信号频谱宽得多，因此当接收器接收有用信号时也会接收干扰信号。采用滤波器能限制接收信号的频带以抑制无用的干扰，而不影响有用信号，即可提高接收器的信噪比，可以显著减小传导干扰的电平。

采用滤波器的目的是分离信号、抑制干扰。干扰频谱成分一般不同于有用信号的频率，滤波器对这些与有用信号频率不同的成分具有良好的抑制作用，从而达到抑制干扰的目的。

滤波器具有由集中参数或分布参数的电阻、电感和电容构成的一种网络。这种网络允许某些频率（其中包括直流分量）通过，而对其他频率成分则加以抑制。除了电阻元件、电感元件和电容元件外，滤波器也可以采用等效于这些元件的其他器件构成，还可以由上述元件组成的复合电路构成。

按滤波器对频率的选择性能来分类，可分为低通、高通、带通、带阻滤波器四种，如图 3.12-1 所示。一般将滤波器的衰减损耗为 3dB 时的频率定义为截止频率 f_c 。

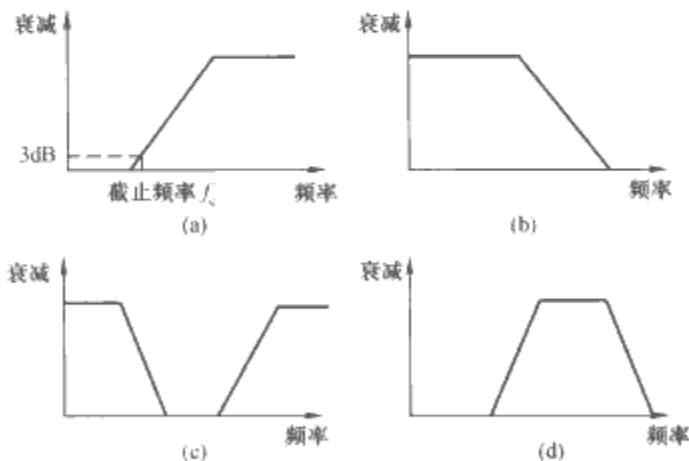


图 3.12-1 滤波器按对频率选择性能的分类
(a) 低通；(b) 高通；(c) 带通；(d) 带阻

按频带来分，滤波器分为低频、高频、甚高频、超高频、微波滤波器。

按网络中是否含有电源来分，滤波器分为有源和无源两种。前者含有有源元件组成的滤波电路，而后的滤波电路仅由无源元件组成。

按组成滤波器的元件特征来分，分为 LC 滤波器、晶体滤波器、机械滤波器、陶瓷滤波器、螺旋滤波器等。

按滤波器的功能来分，分为反射滤波器和损耗滤波器两

类。反射滤波器系由电抗元件组成的 LC 滤波器，它将无用频率成分的能量反射给源，而不消耗能量。损耗滤波器的原理是将干扰频率成分的能量损耗掉。

滤波器可以由无损耗的电抗元件构成，也可由有耗元件构成。前一种滤波器能阻止有用频带以外的其他成分通过并把它们反射回信号源；后一种滤波器则是把不需要的成分吸收，以达到滤波的目的。另外，也可以综合反射和吸收两种原理做成兼有两种性能的滤波器。

为了使滤波器工作时的频率特性与设计值相等，要求与它连接的信号源阻抗和负载阻抗与设计值相匹配。若信号源阻抗和负载阻抗不清楚，或者该值在一个很大的范围内变化，则为使滤波器具有较为稳定的滤波性能，可以在它的输入和输出端同时并接某一合适的固定电阻。

必须注意的是，不要试图用有源滤波器来解决电磁干扰问题，因为有源器件（运算放大器）本身又是一个干扰发生源，由于其非线性作用，会产生新的干扰频率成分。

1.2 反射滤波器的原理及原型设计

1.2.1 反射滤波器的分类

反射滤波器是由电感、电容元件等电抗元件或它们的组合网络组成的滤波器。这种滤波器不消耗能量，而是将不希望出现的频率的干扰波反射回去，以达到选择频率、滤波的目的。设计时应使滤波器具有这样的特性，即在带通内呈现低的串联阻抗和高的并联阻抗，而在阻带范围内其并联阻抗很小而串联阻抗很高。常用的滤波器种类很多，有 T 型、 Π 型、L 型和 C 型等，如图 3.12-2 所示。这些滤波器电路可以互相转换，即完成同一功能可以有几种型式的结构，且它们的数值是一一对应的。

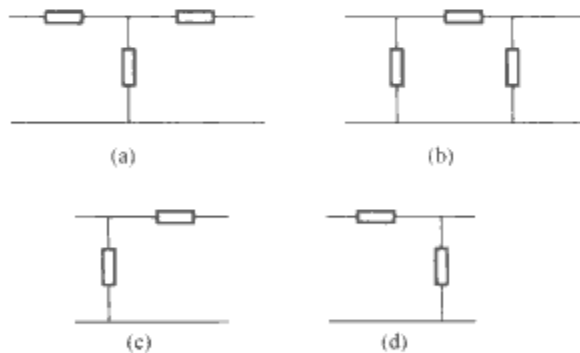


图 3.12-2 不同型式的滤波器
(a) T 型；(b) Π 型；(c) L 型；(d) C 型

选择不同的滤波器时应注意其所要求的源阻抗和负载阻抗。不同结构滤波器所要求的源阻抗和负载阻抗见表 3.12-1 中。图 3.12-2(a)所示的 T 型滤波器适用于信号源内阻和负载电阻都比较小的情况，如低于 50 Ω 。当信号源内阻和负载电阻都比较高时，应选用 Π 型滤波电路。当信号源内阻和负载电阻不相等且差别较大时，可选用图中的 L 型和 C 型滤波电路。应根据信号源内阻和负载特性来选用不同型式的滤波器。

表 3.12-1 不同结构的滤波器所要求的
信号源阻抗和负载阻抗

| 滤波器名称 | T 型滤波器 | Π 型滤波器 | L 型滤波器 | C 型滤波器 |
|---------------------|--------|--------|--------|--------|
| 所要求的 信号源阻抗 Z_S | 小 | 大 | 大 | 小 |
| 所要求的 负载阻抗 Z_L | 小 | 大 | 小 | 大 |

1.2.2 低通滤波器

在抗电磁干扰设计时，低通滤波器用得最多。低通滤波器最基本的电路只含一个并联电容器或只含一个串联电感器。常用的低通滤波器是用电感和电容组合而成的，电容并联在要滤波的信号线与信号地线之间（滤除差模干扰电流）或信号线与机壳地或大地之间（滤除共模干扰电流），电感串联在要滤波的信号线上。

按照电路结构分，有单电容型（C 型），单电感型（L 型），Γ（L）型和反 Γ（C）型，T 型，Π 型，如图 3.12-3。

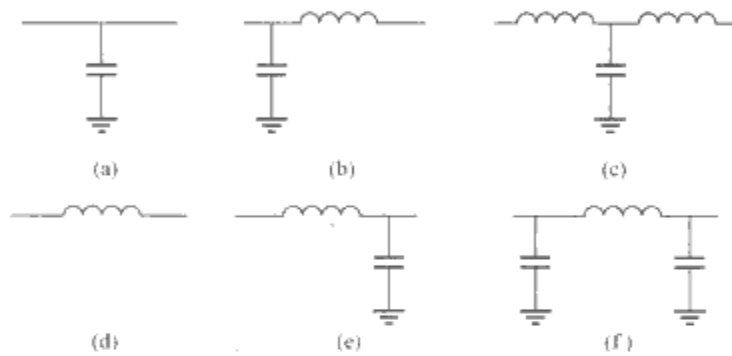


图 3.12-3 低通滤波器

(a) C 型；(b) Γ(L) 型；(c) T 型；(d) L 型；
(e) 反 Γ 型；(f) Π 型

不同结构的滤波电路主要有两点不同：

(1) 电路中的滤波器件越多，则滤波器阻带的衰减越大，滤波器通带与阻带之间的过渡带越短。

(2) 不同结构的滤波电路适合于不同的源阻抗和负载阻抗。但要注意的是，实际电路的阻抗很难估算，特别是在高频时（电磁干扰问题往往发生在高频），由于电路寄生参数的影响，电路的阻抗变化很大，而且电路的阻抗还与电路的工作状态有关，再加上电路阻抗在不同的频率上也不一样。因此，在实用中，哪一种滤波器有效主要靠试验的结果确定。

对于给定的滤波器电路，可以用下列公式估算其插入损耗：

(1) 单电感滤波电路

$$IL = 20\lg[\omega L / (Z_S + Z_L)] \quad (3.12-1)$$

式中： Z_S 、 Z_L 分别是源阻抗和负载阻抗，且 Z_S 、 $Z_L \ll 50\Omega$ 。

(2) 单电容滤波电路

$$IL = 20\lg[\omega C Z_S Z_L / (Z_S + Z_L)] \quad (3.12-2)$$

式中： Z_S 、 $Z_L \gg 50\Omega$ 。

(3) Γ 型滤波电路

$$IL = 20\lg[\omega L / Z_S + \omega^2 LC] \quad (3.12-3)$$

此电路中 $Z_S \gg Z_L$ ，因此忽略 Z_L 。

(4) 反 Γ 型滤波电路

$$IL = 20\lg[\omega L / Z_L + \omega^2 LC] \quad (3.12-4)$$

此电路中 $Z_S \ll Z_L$ ，因此忽略 Z_S 。

(5) T 型滤波电路

$$IL = 20\lg[\omega^2 LC + (\omega^3 L^2 C + 2\omega L) / (Z_S + Z_L)] \quad (3.12-5)$$

式中： Z_S 、 $Z_L < 50\Omega$ 。

(6) Π 型滤波电路

$$IL = 20\lg[\omega^2 LC + (\omega^3 LC^2 + 2\omega C) Z_S Z_L / (Z_S + Z_L)] \quad (3.12-6)$$

式中： Z_S 、 $Z_L > 50\Omega$ 。

这些公式中都假设电感、电容是理想器件，这是不符合实际情况的。

假设信号源内阻 R_S 和负载阻抗 R_L 的数值相等，即 $R_S = R_L = R$ ，则电容型低通滤波器插入损耗可由下式确定

$$IL = 10\lg(1 + \pi f RC) \quad (\text{dB}) \quad (3.12-7)$$

式中： f 为信号频率，Hz； R 为信号源电阻和负载电阻； C 为滤波电容，F。

电感型低通滤波器的插入损耗为

$$IL = 10\lg(1 + \pi f L / R) \quad (\text{dB}) \quad (3.12-8)$$

式中： L 为滤波线圈的电感量，H。

对于 T 型低通滤波器，其插入损耗为

$$IL = 10\lg\left[(1 - \omega^2 LC)^2 + \left(\frac{\omega L}{R} - \frac{\omega^3 L^2 C}{2R} + \frac{\omega CR}{2}\right)^2\right] \quad (\text{dB}) \quad (3.12-9)$$

对于 Γ 型低通滤波器，则有

$$IL = 10\lg\left[(1 - \omega^2 LC)^2 + \left(\frac{\omega L}{2R} - \frac{\omega^2 LC^2 R}{2} + \omega CR\right)^2\right] \quad (\text{dB}) \quad (3.12-10)$$

对于 Π 型低通滤波器，则有

$$IL = 10\lg\left[(2 - \omega^2 LC)^2 + \left(\frac{\omega L}{R} + \omega CR\right)^2 / 4\right] \quad (\text{dB}) \quad (3.12-11)$$

如果将低通滤波器中的电容器用电感代替，而电感用电容代替，并使对应于截止频率的置换元件阻抗等于同一频率被置换元件阻抗的倒数，则此低通滤波器就变成了高通滤波器。除了低通滤波器外，还可构成具有其他滤波特性的滤波器，如高通、带通滤波器等。

结构比较简单的滤波器的幅频特性和相频特性都不够理想。在对滤波器的性能要求比较严格的实际应用中，需采用设计比较复杂的多级滤波器网络。目前比较常用的是 Butterworth 形式的滤波器，图 3.12-4 所示为该滤波器的一种结构，为奇数级数，所要求的源阻抗和负载阻抗都为 1Ω ，截止频率为 1Hz 。

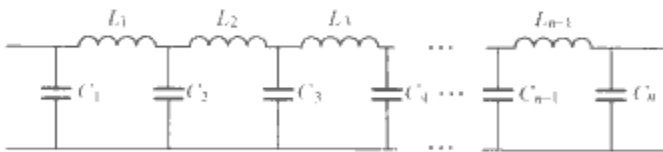


图 3.12-4 n 级低通滤波器

低通滤波器的阶数（元件数）越高，其过渡带越短。当严格按照滤波器设计方法设计滤波电路时，每增加一个器件，过渡带的斜率增加 $20\text{dB}/10$ 倍频程，或 $6\text{dB}/\text{倍频程}$ 。因此，若滤波器由 n 个器件构成，则过渡带的斜率为 $20n\text{dB}/10$ 倍频程，或 $6n\text{dB}/\text{倍频程}$ 。

滤波器的频率特性存在过渡带，两种情况下要求过渡带较短。一种情况是干扰信号的频率与工作信号频率靠得比较近。例如，有用信号的频率为 $10\sim 50\text{MHz}$ ，干扰的频率为 100MHz ，需要将干扰抑制 20dB （这是较低的要求），如图 3.12-4 所示，则要求滤波器的阶数至少为 4 阶。另一种情况是干扰的强度较强，需要抑制量较大。例如，有用信号的频率为 10MHz 以下，干扰的频率为 100MHz ，需要将干扰抑制 60dB ，则要求滤波器的阶数至少为 3 阶。

增加滤波器的器件数仅增加了过渡带的斜率，而不能改

变滤波器的截止频率。滤波器的截止频率与滤波器件的参数有关。例如，要增加滤波器对较低频率干扰的衰减，只能通过增加电感或电容来实现。

多级滤波器的设计相当复杂，目前网络综合技术已把一些标准滤波器计算结果列出表格供查用。

滤波器在截止频率 f_c 以外的阻带中的输出显然与频率成反比，即频率每增高一个量级，阻带衰减为 20dB。为了改善频率响应，采用多级滤波器，阻带衰减与相对频率之关系则为 $20n\text{dB}$ ， n 为级数。滤波器的阻带衰减与相对频率的关系如图 3.12-5 所示。

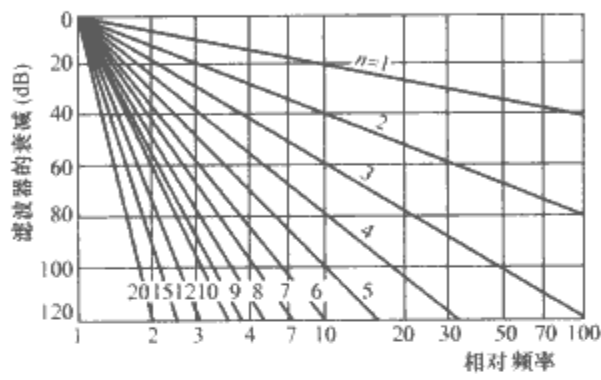


图 3.12-5 滤波器阻带衰减与相对频率的关系

1.2.3 高通滤波器

为了抑制低频干扰，需要采用高通滤波器。高通滤波器和低通滤波器具有频率对称性，如果将低通滤波器中的电容和电感分别换成电感和电容，则可形成高通滤波器。高通滤波器的电容值和电感值分别用低通滤波器中对应的电感值和电容值的倒数来代替。这时低通滤波器的截止频率即为高通滤波器的截止频率。图 3.12-6 所示为高通滤波器的电路图。

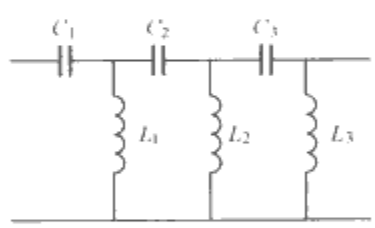
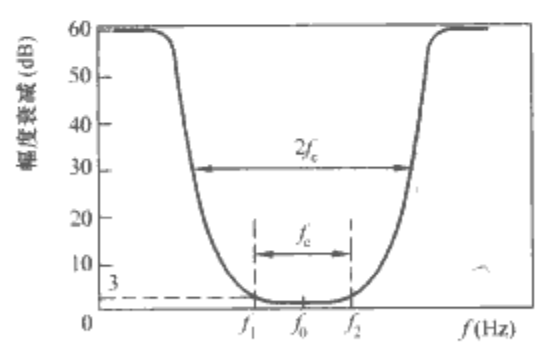


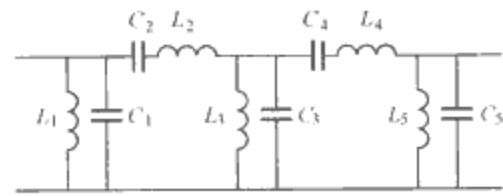
图 3.12-6 高通滤波器的电路

1.2.4 带通滤波器

带通滤波器只允许在某一频率段的电信号通过，而其余频率的电信号都不允许通过，如图 3.12-7(a) 所示。中心频率为 f_0 ，一般定义幅度衰减到中心频率 f_0 最高幅度的 70%，及 3dB 处为上下截止频率 f_1 和 f_2 。带通滤波器的频带为 $f_c = f_2 - f_1$ 。图 3.12-7(b) 所示为一个带通滤波器的电路图。



(a)



(b)

图 3.12-7 带通滤波器的频率特性及电路图
(a) 频率特性；(b) 电路图

率为 f_0 ，一般定义幅度衰减到中心频率 f_0 最高幅度的 70%，及 3dB 处为上下截止频率 f_1 和 f_2 。带通滤波器的频带为 $f_c = f_2 - f_1$ 。图 3.12-7(b) 所示为一个带通滤波器的电路图。

1.2.5 带阻滤波器

带阻滤波器与带通滤波器相反，只抑制一个频率段，而其余频率段的电信号都允许通过。如图 3.12-8 所示为一个带阻滤波器的电路图。

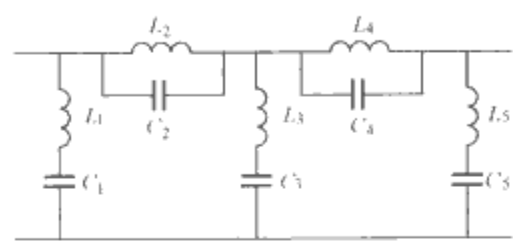


图 3.12-8 带阻滤波器的电路

一般反射滤波器的电感器及电容器都不可能是理想的电感及电容。一个电感器在匝间存在分布电容，它和电感器的电感构成谐振电路。当频率低于谐振频率时，呈电感性，而频率高于此谐振频率时又呈电容性。同样，对于一个电容器，存在极间的箔电感和引线电感，当频率低于谐振频率时，呈电容性，当频率超过一定频率时又呈电感性。因此，一个实际的反射滤波器的频率特性往往不是那么理想。此外，阻抗的失配又会使能量反射，所以一个低通反射滤波器的频率特性有时会出现振荡。

1.3 损耗滤波器

1.3.1 损耗滤波器的结构

损耗滤波器用以抑制不需要的能量，并使之以涡流的形式转换为热损耗，而不是将它们反射回去。损耗滤波器一般做成介质传输线形式，所用的介质可以是铁氧体材料，也可以是其他损耗材料。凡缠绕在磁心上的扼流圈、铁氧体磁环、内外表面镀上导体的铁氧体管所构成的传输线都可以作为损耗滤波器。

损耗滤波器又被称为损耗线 EMI 滤波器、陶瓷 EMI 滤波器。损耗滤波器特别适合于那些必须将干扰成分清除掉，而不仅仅是反射回信号源的场合。损耗滤波器可以直接装在电缆连接器的插头上。损耗滤波器的主要优点是体积小，缺点是频率特性不是十分理想。损耗滤波器的结构及等效电路如图 3.12-9 所示。

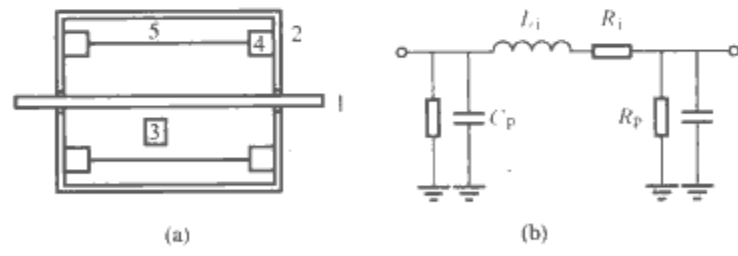


图 3.12-9 损耗滤波器结构及等效电路

- (a) 损耗滤波器结构；(b) 等效电路
- 1—内导体；2—外屏蔽层；3—铁氧体填充材料；
- 4—集中参数电容器；5—绝缘层；
- L_i 、 R_i —损耗滤波器的电感及电阻；
- C_p —导线与外壳（屏蔽层）的分布电容；
- R_p —散热电阻

在电源滤波器中，常用同轴型结构，即内外表面均涂有导电材料的铁氧体管制成损耗滤波器。它的截止频率与管长

成反比。

如果将损耗滤波器与低通滤波器结合使用,即在低通滤波器前接一同轴吸收线,在同轴线中间用6:1的铁粉—环氧树脂组合介质填充,则其特性可得到改善,既有陡峭的频率特性,又有很高的阻带衰减。

损耗滤波器做成介质传输形式,用铁氧体作为介质制成的磁环如图3.12-10所示。图中 D_o 、 D_i 分别为环的外直径和内直径, l 为磁环的长度。使用时把磁环套在信号线或电源线上,以提高高频损耗。

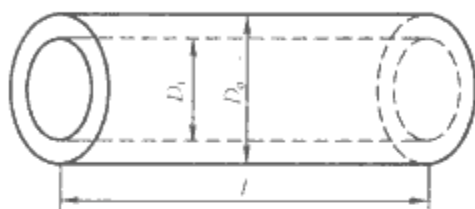


图 3.12-10 铁氧体磁环滤波器

电流 I 穿过磁环截面产生的磁通为

$$\Phi = \frac{\mu_0 \mu_r I l}{2\pi} \int_{D_i}^{D_o} \frac{dr}{r} = \frac{\mu_0 \mu_r I l}{2\pi} \ln \frac{D_o}{D_i} \quad (3.12-12)$$

或电感为

$$L = \frac{\Phi}{I} = \frac{\mu_0 \mu_r l}{2\pi} \ln \frac{D_o}{D_i}$$

式中: μ_r 为相对磁导率,对于铁氧体, $\mu_r > 1000$ 。

由于磁性材料的滞后现象,磁导率又可表示为

$$\mu_r = \mu_{rl} - j\mu_i \quad (3.12-13)$$

式中: μ_{rl} 是实数部分,反映磁环的感性大小; μ_i 是虚数部分,反映磁环的阻尼作用。

增加磁环后,感抗增量为

$$\Delta Z = j\omega(L - L_a) \quad (3.12-14)$$

式中: L_a 为无磁环时空气介质的电感值; L 为有磁环时的电感值。

将 L 、 L_a 值代入式(3.12-14)得

$$\Delta Z = j\omega(\mu_{rl} - 1) \frac{\mu_0 l}{2\pi} \ln \frac{D_o}{D_i} = j\Delta x + \Delta R = j\omega L_i + R_i \quad (3.12-15)$$

因此在导线外面包一层高频损耗材料,如铁氧体后,相当于增加一个电感 L_i 及一个电阻 R_i ,即

$$R_i = \Delta R = \mu_0 \mu_i f l \ln \frac{D_o}{D_i} \quad (3.12-16)$$

损耗滤波器可以根据需要做成各种形式,最基本的形式是铁氧体做成的磁套管、磁环,也可以做成同轴线型和块状型,如图3.12-11(a)、(b)所示。图3.12-11(c)所示为两层结构的吸收型抗干扰电缆,它能降低截止频率,并使得其后的插入损耗特性衰减很快。吸收型抗干扰电缆的缺点是对更高频率的吸收能力不强。

1.3.2 损耗滤波器的插入损耗

在空心同轴线内外导体间填充铁氧体材料以后,同轴传输线的电磁损耗比填充空气时增大若干倍,这就形成了损耗传输线。损耗传输线可以采用传输线的等效电路来表示,如图3.12-12所示。

长度为 l 的损耗传输线做成的损耗滤波器的插入损耗为

$$\begin{aligned} IL &= 8.68\alpha l - 20\lg |1 - \Gamma_1 \Gamma_2| + \\ &20\lg |1 - \Gamma_1 \Gamma_2 \exp(-2\gamma l)| \quad (3.12-17) \\ \Gamma_1 &= (Z_0 - Z_S)/(Z_0 + Z_S) \\ \Gamma_2 &= (Z_0 - Z_L)/(Z_0 + Z_L) \end{aligned}$$

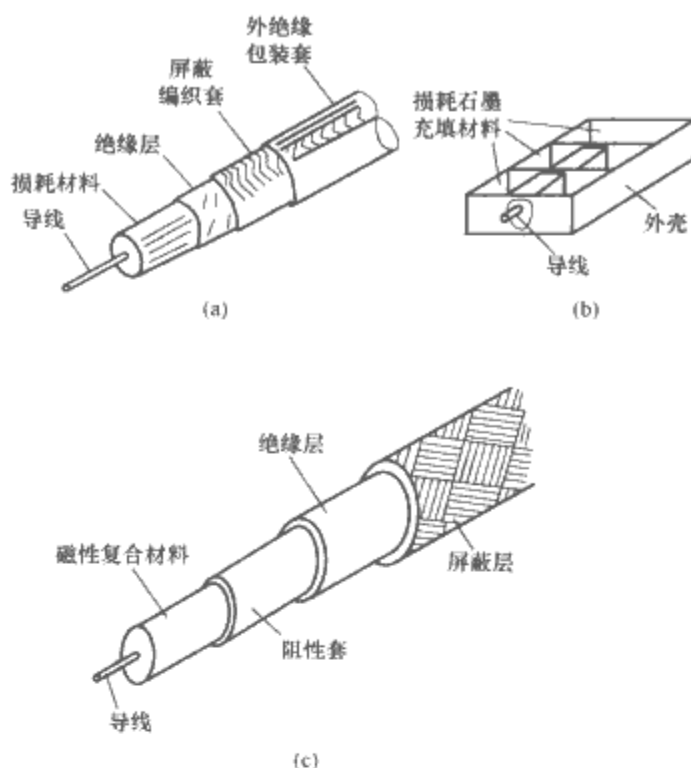


图 3.12-11 两种吸收损耗滤波器示意图和电缆

(a) 同轴线型; (b) 块状型;
(c) 两层吸收型抗干扰电缆

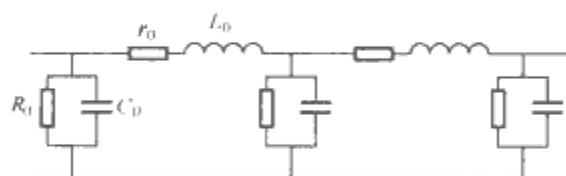


图 3.12-12 损耗传输线的等效电路

$$Z_0 = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)/(G_0 + j\omega C_0)}$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)}$$

式中: Γ_1 为信号端反射系数; Γ_2 为负载端反射系数; Z_S 为信号源内阻; Z_L 为负载; Z_0 为损耗传输线的特性阻抗; γ 为损耗线的传播常数; α 为衰减系数; β 为相移系数。

式(3.12-17)所示的插入损耗由两类损耗组成,第一项为本征损耗,第二项和第三项为失配损耗,即入射波产生的损耗和反射波产生的损耗。

1.4 EMI 滤波器

电源干扰包括电子设备内部电源产生的干扰和来自设备外部公共电源线的干扰。电源干扰比较复杂,因此对电源的干扰来源及性质要具体加以分析,并针对不同的情况采用不同的处理方法,但最主要的方法是采用滤波器。

各种电磁噪声通过传导耦合进入电源,可以采用滤波电路使之减小到可以接受的水平,这类滤波电路统称为 EMI 或 RFI 滤波器。标准的 EMI 滤波器通常是由串联电抗器和并联电容器组成的低通滤波电路。

设计 EMI 滤波器要考虑三个问题:

- (1) 决定最经济的电路结构。
- (2) 能承受相当高的低频工作电压和额定电流。
- (3) 要考虑输入、输出阻抗不匹配给滤波特性带来的影响。

(4) 在电源线中应用 EMI 滤波器的场合,还需考虑对滤波器串联阻抗及并联阻抗的限制。

1.4.1 EMI 滤波器的基本电路结构

EMI 滤波器不可能采用前面所示的简单电路结构。因为对高频噪声而言,地线也呈现高的高频阻抗,滤波电路必

须对两根输入导线同时进行滤波,要求它不但能抑制差模噪声,而且能抑制共模噪声。EMI 滤波器可看作一个如图 3.12-13 所示的六端口网络。常用的 EMI 滤波器的基本电路结构如图 3.12-14 所示。

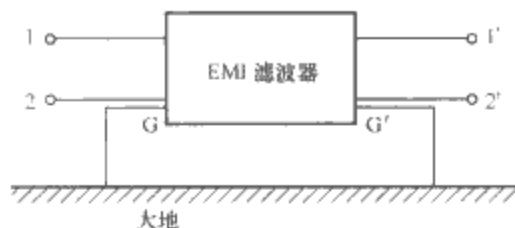


图 3.12-13 EMI 滤波器等效为六端口网络

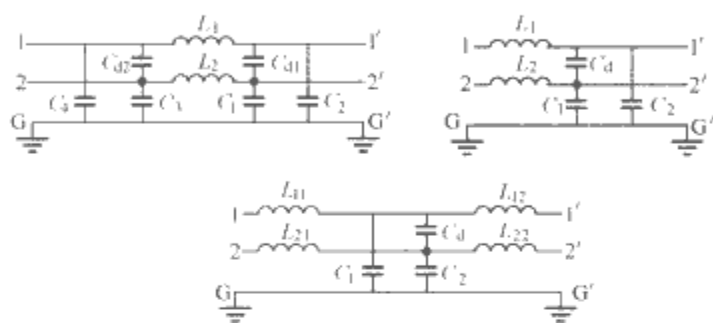


图 3.12-14 EMI 滤波器的基本电路结构

1.4.2 EMI 滤波器的阻抗失配问题

设计 EMI 滤波器时,必须面对的一个主要困难就是滤波器输入端噪声源的阻抗 Z_g 与负载阻抗 Z_L 是任意的,它不可能满足阻抗匹配条件 $Z_g = Z_L$ 。

也就是说,EMI 滤波器不但不能保证最佳的工作状态,而且由于其可能会安装在不同的设备和电网网络中,所以,它所连接的噪声源和负载阻抗的性质和数值均为未知数。

为了简化分析,先假设噪声源的阻抗可忽略不计的情况,这时插入损耗与电路的电压衰减相等。下面讨论单个 LC 滤波电路在不同负载阻抗情况下的插入损耗问题。

1.4.2.1 纯电阻负载情况

电路如图 3.12-15(a)所示,图中 R_L 为负载电阻,设 LC 滤波器的固有谐振频率为 $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$,这时滤波器的插入损耗为

$$\begin{aligned} IL_R(\omega) &= 10\lg \frac{P_1}{P_2} = 20\lg \frac{U_1}{U_2} \\ &= 20\lg \left[\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \frac{(\omega L)^2}{R_L^2}} \right] \end{aligned} \quad (3.12-18)$$

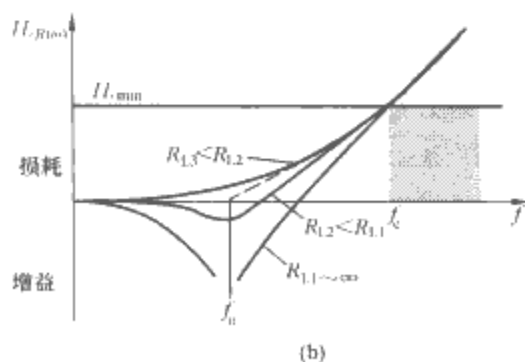
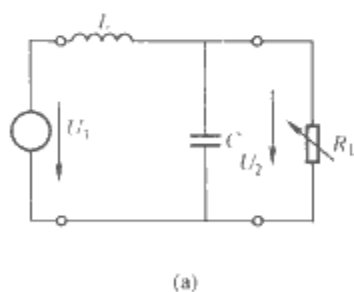


图 3.12-15 不同电阻负载条件下插入损耗的频率特性
(a) 电路; (b) 频率特性

插入损耗与频率的关系示于图 3.12-15(b)。

图 3.12-15 中 IL_{min} 为要求 EMI 滤波器具有的插入损耗的下限, f_c 为相对应的频率。换句话说,要求 EMI 滤波器在高于 f_c 的频率范围内,插入损耗大于 IL_{min} 。从图可见,虽然滤波器在 $f > f_c$ 范围内可以很好地工作,但是在 f_0 附近,当 $R_{L1} > R_{L2}$ 时,该滤波器不但不起衰减噪声的作用,反而会使噪声增大。

1.4.2.2 电感与电阻并联负载

电路如图 3.12-16(a)所示,负载为一个电感 L_L 与一个可变负载电阻 R_L 并联,这时,该电路的谐振频率为

$$\omega_L^2 = \omega_0^2 (1 + L/L_L) \quad (3.12-19)$$

此时电路的插入损耗为

$$IL_L(\omega) = 20\lg \left[\left(\frac{\omega_L}{\omega_0} \right)^2 \sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_L^2}\right)^2 + \frac{(\omega L)^2}{R_L^2} \frac{\omega_0^2}{\omega_L^2}} \right] \quad (3.12-20)$$

$IL_L(\omega)$ 在不同负载电阻下与频率的关系曲线示于图 3.12-16(b)。

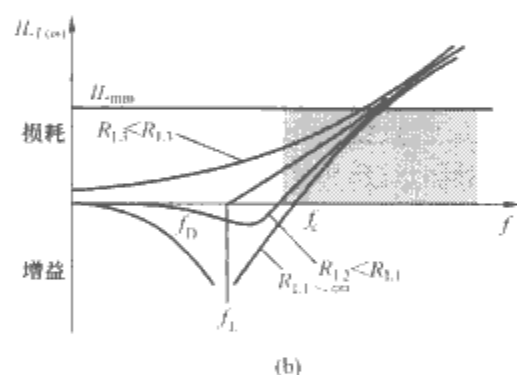
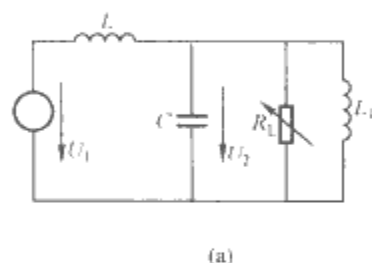


图 3.12-16 电感性负载时插入损耗的频率特性
(a) 电路; (b) 频率特性

从图 3.12-16(b)可见,这时电路的谐振频率 ω_L 比 LC 滤波电路的固有谐振频率 ω_0 提高了。随着 L_L 的不同,图中截止频率 f_L 的位置也随之改变。所以,在严重的情况下,在滤波器设计的截止频率范围内,可能会出现噪声放大情况。显然,这是不允许的。

1.4.2.3 电容与电阻并联负载

电路如图 3.12-17(a)所示,可得此时电路的谐振频率为

$$\omega_C^2 = \frac{\omega_0^2}{1 + C_1 C} \quad (3.12-21)$$

插入损耗为

$$IL_C(\omega) = 20\lg \sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_C^2}\right)^2 + \frac{(\omega L)^2}{R_C^2}} \quad (3.12-22)$$

$IL_C(\omega)$ 在不同电阻值下与 f 的关系示于图 3.12-17(b)。从图可见,电路的谐振频率 ω_C 比 LC 电路的固有谐振频率 ω_0 降低了,因此在滤波器截止频率 f_L 以内的插入损耗增加了。

1.4.3 源阻抗和负载阻抗极端失配情况下滤波器的结构

显然,在前面所讨论的三种情况下,如果再同时考虑到噪声源阻抗对插入损耗的影响,情况将变得更为复杂。例如在图 3.12-18 中,如果考虑到噪声源阻抗 Z_g 的影响,设在正常工作状态时插入损耗为 40dB,在极端条件下,如 $Z_g \gg$

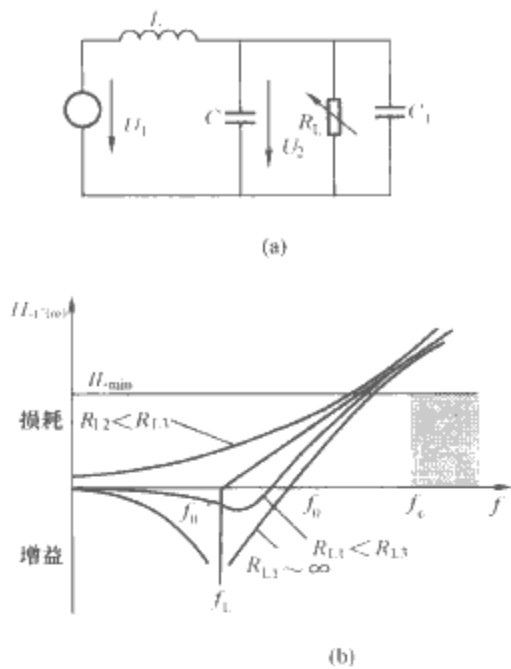


图 3.12-17 电容性负载时插入损耗的频率特性
(a) 电路; (b) 频率特性

$\omega L, Z_L \ll 1/(\omega C)$ 时, L 和 C 均可忽略不计, 这时的插入损耗则可变为 $HL_R \approx Z_L/(Z_g + Z_L)$, 若 $Z_g \ll Z_L$, 则 $HL_R = 0\text{dB}$ 。由此可见, 知道源阻抗和负载阻抗及它们的大小, 对选择最合适的 EMI 滤波器结构是至关重要的。

为了具体说明不同 EMI 滤波器电路结构的阻抗失配条件和插入损耗之间的关系, 对单级、两级和四级 LC 电路结构组成的三种滤波器, 在四种阻抗极端失配条件下的插入损耗特性比较如下。

滤波器在非常低的源阻抗和非常高的负载阻抗条件下, 在频率为 150kHz 时能提供 60dB 的插入损耗, 而每种滤波器的总电容量相同, 这三种滤波器的参数分别为

- 1) 单级 LC 滤波器 ($n=1$), $L=1\text{mH}$, $C=1\mu\text{F}$ 。
 - 2) 两级 LC 滤波器 ($n=2$), $L=63\mu\text{H}$, $C=0.5\mu\text{F}$ 。
 - 3) 四级 LC 滤波器 ($n=4$), $L=22.5\mu\text{H}$, $C=0.25\mu\text{F}$ 。
- 它们在 4 种严重阻抗失配条件下实测的插入损耗曲线如图 3.12-24 所示。

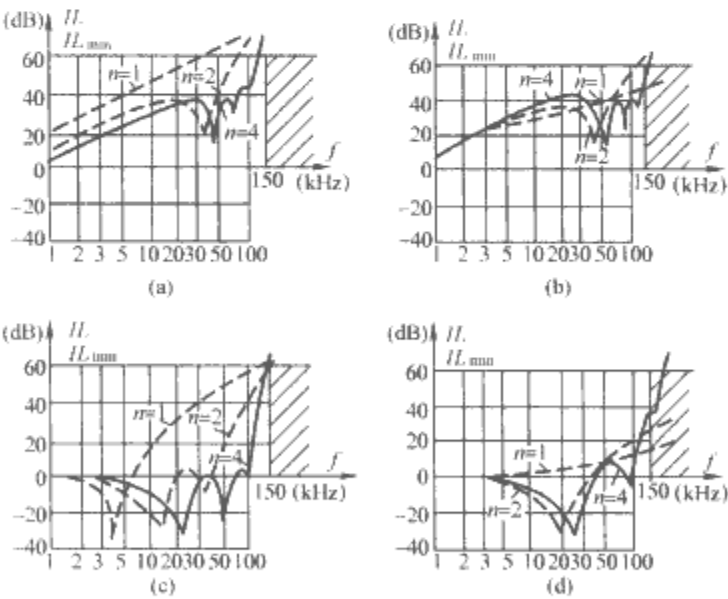


图 3.12-18 失配条件下插入损耗的频率特性
(a) $Z_g \approx 0, Z_i \approx 0$; (b) $Z_g \approx \infty, Z_i \approx \infty$;
(c) $Z_g \approx 0, Z_i \approx \infty$; (d) $Z_g \approx \infty, Z_i \approx 0$

图 3.12-18 所示曲线清楚地表明, 阻抗不匹配严重地影响滤波器插入损耗的频率特性。最严重的不匹配情况, 发生在单级 LC 滤波器处于高的源阻抗和低的负载阻抗的情况下。在这种严重失配的条件下, 多级 LC 滤波器插入损耗的频率响应同样也是很差的, 但是, 随着 n 的增加, 情况得到

明显改善。

图 3.12-18 实验结果还表明, EMI 滤波器在通带中的插入损耗特性及在截止频率处的插入损耗在最严重失配的条件下都能满足设计要求才行。同时, 为了改善在阻抗严重失配条件下的 EMI 滤波器特性, 必须应用多级滤波器结构。图 3.12-19 列出了几种源阻抗和负载阻抗严重失配条件下建议采用的 EMI 滤波器的电路结构。

图 3.12-19 所示的这些结构, 即使在图示严重阻抗失配的情况下, 仍能提供 60dB/10 倍频的插入损耗。从图可见, 构成这些电路结构的基本出发点是: 用电抗器与低的源阻抗或者负载阻抗串联, 或者用电容器与一个高的负载阻抗或源阻抗并联。这样, EMI 滤波器中的 LC 电路仍可以维持其谐振滤波特性, 同时也能够部分补偿或削弱源阻抗和负载阻抗变动对滤波器滤波特性的影响。在具体选择输入和输出滤波器元件参数时, 应当注意使在设计的截止频率下的源阻抗、负载阻抗和滤波器元件的阻抗大致相等。

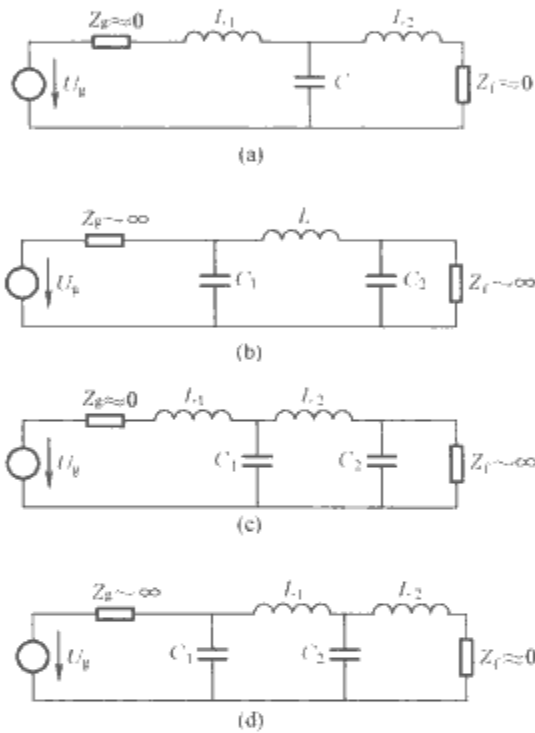


图 3.12-19 源和负载阻抗严重失配条件下
建议采用的 EMI 滤波器电路结构
(a) $Z_g \approx 0, Z_i \approx 0$; (b) $Z_g \approx \infty, Z_i \approx \infty$;
(c) $Z_g \approx 0, Z_i \approx \infty$; (d) $Z_g \approx \infty, Z_i \approx 0$

1.4.4 共模扼流圈在电源 EMI 滤波器中的应用

当电感中流过较大电流时, 电感会发生饱和, 导致电感量下降。共模扼流圈可以避免这种情况的发生。共模扼流圈的结构如图 3.12-20 所示。将传输电流的两根导线 (例如直流供电的电源线和地线, 交流供电的相线和中性线) 按照图示的方法绕制构成共模扼流圈。这时, 两根导线中的电流在磁心中产生的磁力线方向相反, 并且强度相同, 刚好抵消, 所以磁 c 中总的磁感应强度为 0, 因此磁心不会饱和。而对于两根导线上方向相同的共模干扰电流, 则没有抵消的效果, 会呈现较大的电感。由于这种扼流圈只对共模干扰电流有抑制作用, 而对差模电流没有影响, 因此叫共模扼流圈。

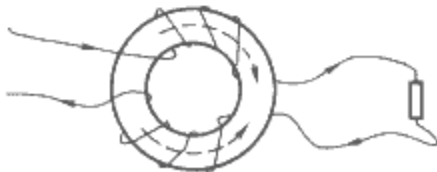


图 3.12-20 共模扼流圈的构造

理想的共模扼流圈上的两根导线产生的磁通完全抵消，磁心永远不会饱和，并且对差模电流没有任何影响。但实际的共模扼流圈两组线圈产生的磁力线不会全集中在磁心中，而会有一定的漏磁，这部分漏磁不会抵消掉，因此还是有一定的差模电感。由于寄生差模电感的存在，共模扼流圈对差模干扰有一定的抑制作用。在设计滤波器时，可以将这种因素考虑进来。

寄生差模电感会导致电感磁心饱和，而且从磁心中泄漏出来的差模磁场会形成新的辐射干扰源。寄生差模电感与线圈的绕制方法、线圈周围物体的磁导率等有关。例如，将共模扼流圈放进钢制小盒中，会增加差模电感。

最基本的共模滤波器系在电源线的相线和中性线上均串接扼流圈构成，而且分别接电容器 C_Y 至地线，如图 3.12-21(a) 所示。一般扼流圈的电感量为 5mH ，而旁路电路 C_Y 的电容量为 $2\mu\text{F}$ 。这种共模滤波器对于差模干扰效果不大，因为差模干扰主要发生在相线与中性线之间的相反相位。

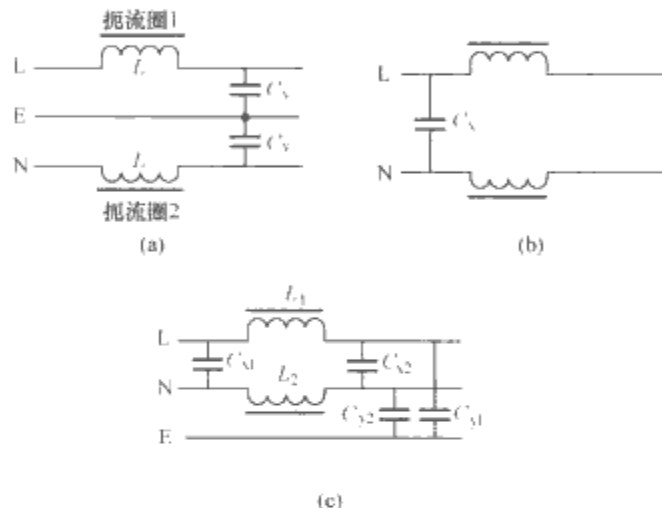


图 3.12-21 单相电源 EMI 滤波器的基本结构图
(a) 共模电源滤波器；(b) 差模电源滤波器；(c) 混合滤波器

最基本的差模滤波器是在扼流圈之前，在相线和中性线之间跨接电容 C_X ，如图 3.12-21(b) 所示。差模干扰电流将通过电容 C_X 流回电源线而不进入电子设备， C_X 的电容值大约为 $0.5\sim 1\mu\text{F}$ 。差模滤波器对于共模干扰不起作用，因为在共模干扰情况下， C_X 端的电位是同相位。

实际上，差模干扰和共模干扰往往同时存在，因此，目前的电源滤波器多将共模和差模滤波器结合起来，如图 3.12-21(c) 所示。图 3.12-21(c) 是单相电源 EMI 滤波器的基本结构图，它是集中参数元件构成的无源网络。 L_1 和 C_{Y1} ， L_2 和 C_{Y2} 分别构成 L-E 和 N-E 两对独立端口的低通滤波器，用来抑制电源线上的共模干扰信号。其中 L_1 和 L_2 是绕在同一磁环上的两个独立的线圈，所绕圈数相同，线圈绕向相反，称为共模线圈。共模线圈与 C_{X2} 组成 L-N 间的低通滤波器，用来抑制电源线上存在的共模干扰信号，从而实现了对电源系统 EMI 信号的抑制。

扼流圈一般用高磁导率棒状磁心材料，对于消除高频干扰效果很好。但对于大工作电流的情况，扼流圈的体积比较庞大，可用以避免磁饱和。

1.4.5 印制电路板 EMI 滤波器

图 3.12-22 所示为两种印制电路板 EMI 滤波器的电路，其电路结构简单，但应用效果比较好。图 3.12-22(a) 与图 3.12-22(b) 不同，区别在于其内部有共模抑制电路。这类滤波器一般采用塑料外壳包装。

在印制电路板上也常用三引出端电容器进行去耦和滤波，将标有 S 的两个端子接入信号电路或供电电路，标有 G

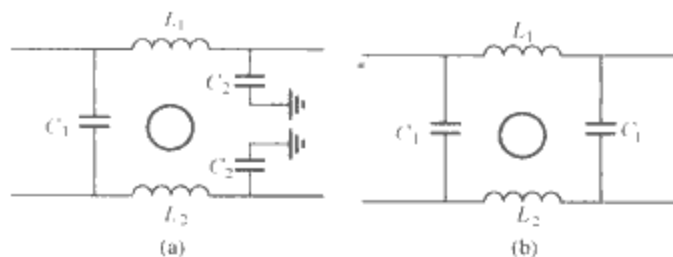


图 3.12-22 印制电路板 EMI 滤波器
(a) 有共模抑制电路的 EMI 滤波器；
(b) 无共模抑制电路的 EMI 滤波器

的引出端接信号地或供电回路。通过这种连接，等于在信号线和地之间接入一个穿心电容器。三引出端电容器接点到地的接线电感，小于两引出端电容器的接线电感。与二引出端电容器的另一个区别是：二引出端电容器的接线电感是接在接点和地之间；三引出端电容器的部分接线电感是串入信号线内，形成 T 型滤波器。

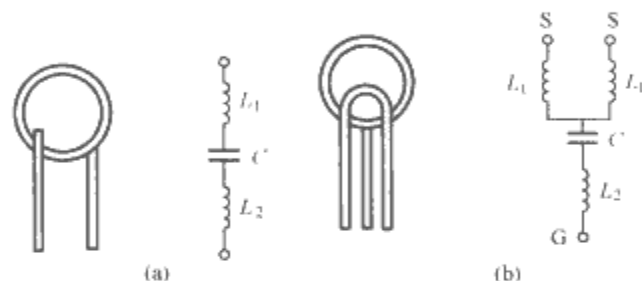


图 3.12-23 二引出端电容器和三引出端电容器及其等效电路
(a) 二引出端电容器；(b) 三引出端电容器

三引出端电容器用作去耦时，能得到很好的去耦效果。而二引出端电容器用作去耦时，因引线电感的影响，对高于 30MHz 干扰信号的抑制作用将大大下降。

另外，三引出电容器的滤波性能还可通过在图 3.12-23(b) 所示两个 S 端上接入铁氧体磁珠来改善。三引出端电容器的自谐振频率为 $20\sim 350\text{MHz}$ ，它的自谐振频率主要取决于电容量大小。若能选择其自谐振频率与要抑制的 EMI 信号频率相重合或接近，会得到最佳抑制效果，实现对 EMI 信号 $60\sim 70\text{dB}$ 的衰减。

由于电路的工作频率和周围环境中的电磁干扰频率越来越高，将滤波器安装在线路板上所暴露出的高频滤波不足的问题日益突出。解决高频滤波的根本方法是使用馈通型滤波器。馈通型滤波器安装在金属面板上，具有很低的接地阻抗，并且利用金属面板隔离滤波器的输入和输出，因此滤波器具有非常好的高频滤波效果。

馈通滤波器的使用方法有以下三种：

(1) 安装在屏蔽体（屏蔽盒、屏蔽机箱等）的面板上，当有导线要穿过屏蔽体时，就需要在屏蔽体的面板上安装馈通滤波器，使导线通过馈通滤波器穿过屏蔽体。

(2) 安装在线路板的地线层上，可以利用线路板的地线层做隔离层和接地层，如图 3.12-24(a) 所示。

(3) 安装在电路之间的隔离板上，如图 3.12-32(b) 所示。当条件不具备，馈通滤波器不能安装在屏蔽体面板或地线层上时，安装在金属隔离板上也具有普通电容器（包括三端电容器）不可比拟的高频滤波作用。

1.5 滤波器的设计

在 EMC 兼容设计中所讨论的滤波器与通信及信号处理中所讨论的信号滤波器相比，虽然它们的基本原理相同，但是，它们具有下列完全不同的特点，必须在设计中予以足够

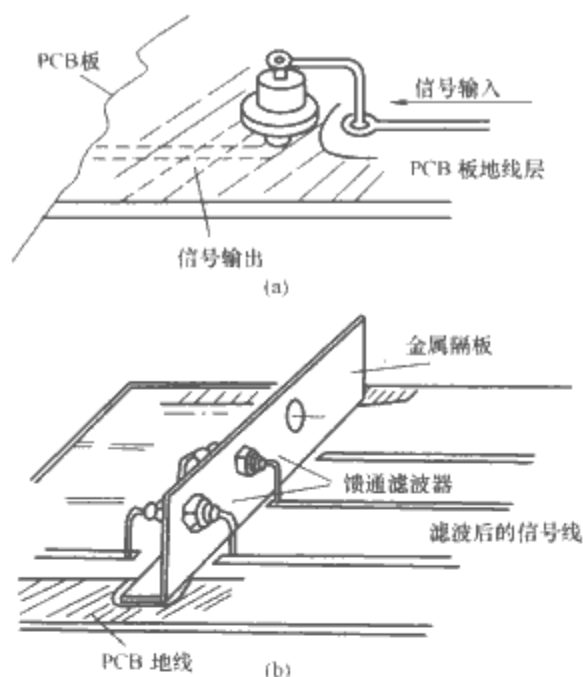


图 3.12-24 PCB 板上馈通滤波器的安装
(a) 直接安装; (b) 采用金属隔板安装

的重视:

(1) 滤波器中用的 L、C 元件, 通常需要处理和承受相当大的无功电流和无功电压, 即它们必须具有足够大的无功功率容量。

(2) 信号处理中用的滤波器, 通常总是按阻抗完全匹配状态设计的, 所以可以保证得到预想的滤波特性。但是, 在 EMC 设计中很难做到这点, 有时滤波器还要在失配状态下运行, 因此必须认真考虑它们的失配特性, 以保证它们在 0.15~30MHz 范围内, 能得到足够好的滤波特性。

(3) 在 EMC 设计中, 滤波器主要是用来抑制因瞬态噪声或高频噪声造成的 EMI, 所以, 对滤波器所用的 L、C 元件寄生参数的控制要求比较苛刻。因而, 对 EMI 滤波器的制作与安装均必须认真对待。

(4) EMI 滤波器虽然是抗电磁干扰的重要元件, 但是, 使用时必须仔细了解其特性, 并正确使用, 否则不但收不到应有的效果, 有时还会导致新的噪声。例如, 如果滤波器与端阻抗严重失配, 可能产生“振铃”; 如使用不当, 还可能使滤波器对某一频率产生谐振; 若滤波器本身缺乏良好的屏蔽或接地不当, 还可能给电路引进新的噪声。特别是用于电源中的 EMI 滤波器, 由于它流过较大的功率流, 上述因不正确使用造成的后果可能会十分严重。即使它们用于信号电路中, 虽能抑制干扰, 但同时会对有用信号却会带来一定的畸变。

1.5.1 滤波器参数的确定

选用滤波器时, 最重要的参数是额定电流、额定电压和截止频率。额定电流是指流过滤波器的信号电流, 一般很好确定; 但在确定额定电压时往往会犯一些错误; 而在确定截止频率时又往往感到困惑。

1.5.1.1 额定电压的确定

如果所滤波的导线不会受到静电放电、电快脉冲、浪涌等高压的冲击, 电路的工作电压就是滤波器的额定工作电压。

如果情况不是这样, 例如拖在设备外部的电缆会受到高压的冲击, 此时就需要充分考虑这种情况, 然后确定额定电压。

1.5.1.2 截止频率的确定

信号线滤波器的截止频率定义为插入损耗为 3dB 时的频率。截止频率的选择必须保证滤波器的通带覆盖功能性信

号的带宽, 保证设备的正常工作, 同时最大限度地滤除不必要的高频干扰。对于模拟信号, 截止频率很好确定, 只要保证截止频率大于信号的带宽即可。对于数字脉冲信号, 截止频率可定为 $1/(\pi t_r)$, 其中 t_r 是脉冲的上升/下降时间。如果是周期性脉冲信号, 也可以取脉冲重复频率的 15 倍作为截止频率。

1.5.1.3 滤波电容值的确定

电容值越大, 滤波器的截止频率越低, 对于单个电容的滤波电路而言, 截止频率为

$$f_c = 1/(2\pi R_p C)$$

式中: R_p 是源电路阻抗与负载电路阻抗的并联值。

1.5.2 单级 LC 滤波器的设计

单级 LC 滤波器电路如图 3.12-25 所示。从图可见, 源阻抗和负载阻抗均为电阻, 而且数值相等。

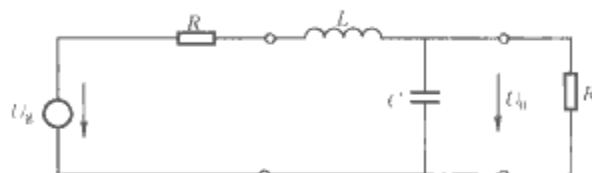


图 3.12-25 电阻性源和负载阻抗匹配时的 LC 滤波器

通过计算, 可以得到该滤波器的插入损耗为

$$IL = 10 \lg \left(1 + F^2 \frac{D^2}{2} + F^4 \right) \quad (3.12-23)$$

$$F = \frac{f}{f_0} = \frac{f}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (3.12-24)$$

$$D = \frac{1-d}{\sqrt{d}} \quad (3.12-25)$$

$$d = \frac{L}{CR^2} \quad (3.12-26)$$

式中: F 是对截止频率 f_0 归一化的频率; D 是该电路的阻尼率 d 的函数。

在理想阻尼情况下, $d=1$, 该滤波器即为 Butterworth 低通滤波器。根据式 (3.12-26), 可得插入损耗的频率特性, 如图 3.12-26 所示。

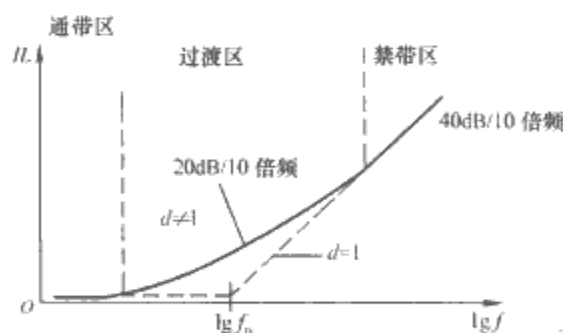


图 3.12-26 插入损耗的频率特性

图 3.12-26 中, $d=1$ 对应 Butterworth 低通滤波器情况, 在过渡区中 IL 以 40dB/10 倍频的斜率衰减, 而 $d \neq 1$ 时, 则以 20dB/10 倍频的斜率衰减。从图可见, 无论 d 是否等于 1, 插入损耗特性均不出现振荡。为了计算方便, 通常将单级 LC 滤波器的插入损耗 IL 制成图表形式, 如图 3.12-27 ($d=1$) 及图 3.12-28 ($d \neq 1$) 所示。图 3.12-26 还表明, 在通带和禁带中, 均可用 $d=1$ 的理想阻尼情况计算, 而在过渡带中, 则必须用 $d \neq 1$ 的曲线计算。图 3.12-27 中标注的频率值, 为滤波器截止频率值。该图表可直接用来设计 Butterworth 滤波器。

图 3.12-28 是 $d \neq 1$ 时, 插入损耗 IL 的计算图表。它们可用来计算和设计单级 LC 滤波器。

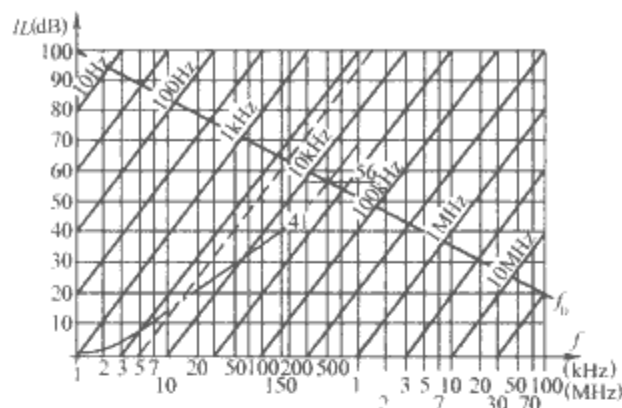


图 3.12-27 源阻抗和负载阻抗为电阻性，阻抗匹配且具有理想阻尼 ($d=1$) 的 LC 滤波器插入损耗特性

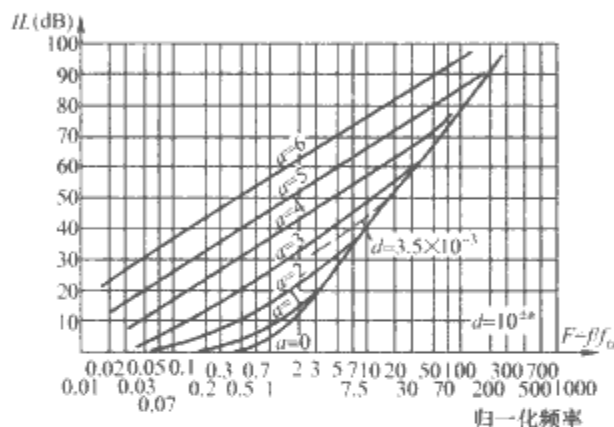


图 3.12-28 源阻抗和负载阻抗为电阻性，阻抗匹配但具有非理想阻尼 ($d \neq 1$) 的 LC 滤波器插入损耗特性

下面举例说明如何利用上述两个图表具体设计滤波器参数。假如要设计一个单级 LC 滤波器，要求它在 150kHz 处，提供 60dB 的插入损耗。设计步骤如下：

(1) 从图 3.12-27 可查得， $IL=60\text{dB}$ 对应的滤波器截止频率应为 5kHz。

(2) 计算归一化频率值 $F=150/5=30$ 。

(3) 利用图 3.12-28 查得，该值处于过渡区内，对应的 $a=3$ ，即

$$d = 10^{\pm 3} \quad (10^{-3} < d < 10^3)$$

(4) 根据 $f_0 = 2\pi \sqrt{LC} = 5\text{kHz}$ ，($10^{-3} < L/(CR^2) < 10^3$) 及实际允许情况，即可最后决定所要求的 L 、 C 值。图 3.12-27 及图 3.12-28 也同样适用于 CL 滤波器的设计。

1.5.3 多级滤波器的设计

为了简便起见，仍用电压衰减来分析多级滤波器的设计，因为对于这种多级滤波器电路结构，电压衰减和插入损耗值十分相近。

对于单级 LC 滤波电路，电压衰减为

$$K_1(\omega) = 1 - k = 1 - \alpha_{11}k$$

$$k = \omega^2 LC \quad (3.12-27)$$

对于两级 LC 滤波电路而言，有

$$K_2(\omega) = 1 - 3k + k^2 = 1 - \alpha_{21}k + \alpha_{22}k^2$$

$$(3.12-28)$$

对于 n 级 LC 滤波电路而言，有

$$K_n(\omega) = 1 - \alpha_{21}k + \alpha_{22}k^2 - \cdots \pm \alpha_{nn}k^n \quad (3.12-29)$$

当 $n < 7$ 时， α_{nj} 的数值列于表 3.12-2。

表 3.12-2 计算 n 级 LC 滤波器电压衰减的系数表

| n | α_{n1} | α_{n2} | α_{n3} | α_{n4} | α_{n5} | α_{n6} |
|-----|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|
| 1 | 1 | | | | | |
| 2 | 3 | 1 | | | | |
| 3 | 6 | 5 | 1 | | | |
| 4 | 10 | 15 | 7 | 1 | | |
| 5 | 15 | 35 | 20 | 9 | 1 | |
| 6 | 21 | 70 | 84 | 45 | 11 | 1 |

若 n 级滤波器由每级 L 、 C 数值相同的 LC 滤波器构成，设单级滤波器的 L 、 C 值分别为 L_i 和 C_i ，则多级滤波器的电感、电容的总值为 L_m 和 C_m ， $L_m = nL_i$ ， $C_m = nC_i$ ，则式 (3.12-27) 中的参数

$$k = \omega^2 L_m C_m = \frac{k_m}{n^2} \quad (3.12-30)$$

代入式 (3.12-29)，可得

$$K_n(\omega) = 1 - \alpha_{n1} \frac{k_m}{n^2} + \alpha_{n2} \left(\frac{k_m}{n^2} \right)^2 - \cdots \pm \alpha_{nn} \left(\frac{k_m}{n^2} \right)^n$$

$$(3.12-31)$$

如前所述，可得归一化频率

$$F = 2\pi f \sqrt{L_m C_m} \quad (3.12-32)$$

可得

$$K_n(F) = 1 - \alpha_{n1} \frac{F^2}{n^2} + \alpha_{n2} \left(\frac{F^2}{n^2} \right)^2 - \cdots \pm \alpha_{nn} \left(\frac{F^2}{n^2} \right)^n$$

$$(3.12-33)$$

式 (3.12-33) 对应的 K_n - F 曲线示于图 3.12-29。

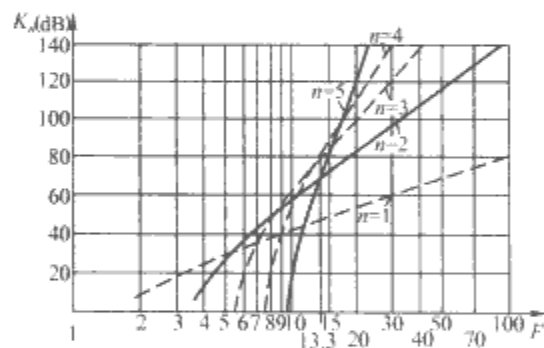


图 3.12-29 多级 LC 滤波器的电压衰减特性 (K_n - F 曲线)

根据图 3.12-29，可以对多级 LC 滤波器进行设计和计算。在相同的电压衰减条件下，要求多级滤波器的总电抗值较小，这样就可以减小滤波器的尺寸、质量。多级滤波器的最佳级数与归一化频率 F 的关系曲线如图 3.12-30 所示。

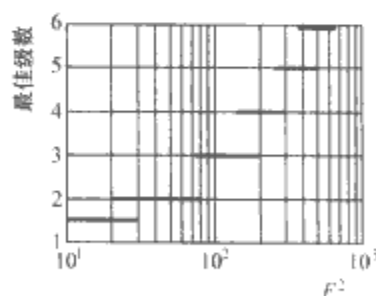


图 3.12-30 多级 LC 滤波器的最佳级数与归一化频率的关系

2 电磁干扰的隔离技术

2.1 电磁干扰隔离

电磁隔离装置一般指起隔离作用的各种形式的变压器。

变压器与其他磁耦合元件一样，都是以磁通的形式将能量从一个电路转换到另一个电路的装置。变压器一方面本身存在电磁干扰问题，如一次和二次绕组间的分布电容、磁场泄漏和产生谐波引起的电压失真等；另一个方面，变压器也用于减小电磁干扰，如抗干扰变压器、隔离变压器和中和变压器。

2.1.1 抗干扰变压器

传输低电平信号的变压器容易受外界磁场的干扰。抗干扰变压器一般采用环形磁路和对称绕组，以提高抗磁场干扰的能力。

抗干扰变压器的线圈的绕制方法是在环形磁心的两边各绕一次绕组的一半和二次绕组的一半，两个绕组的绕向相同，其中一对同名端相接，另一对同名端作为引出端，如图 3.12-31 所示。当传输的信号电流 I 流经绕组时，两半个绕组在磁路中产生的磁通 ϕ 同向相加，所以两半个绕组起到串联相加的作用。如果变压器受到均匀的外磁场干扰，则外磁场流经磁路两边的 ϕ' 是相等的，因此在两半个绕组中产生数量相等、方向相反的电动势，最后在引出端合成的感受电动势为零，也就是说外磁场的干扰不呈现在引出端。用这一原理还可以制成抑制漏磁通的电源变压器。

2.1.2 隔离变压器

隔离变压器一般指变比为 1:1 的变压器，即一次和二次绕组匝数相同，输入电压与输出电压相等。实际上，除自耦变压器外的任何一种变压器都是一个隔离元件，它能提供一次侧和二次侧之间的隔离，变压器结构上可不作任何处理。这种隔离变压器可以将直流电流迅速减小到 0dB。如图 3.12-32 所示，在两个电路间插入一个隔离变压器就可以把电路 1 和电路 2 之间的接地环路隔离开来。

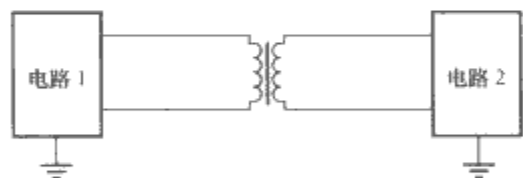


图 3.12-32 隔离变压器将接地环路断开

图 3.12-33 所示为两电路之间采用隔离变压器减小地线干扰的方法及其等效电路图。电路 1 的信号经变压器耦合至电路 2，而地线干扰电压 U_G 回路被变压器隔开。等效电路中，假设电路 1 的内阻为 0，变压器绕组间的分布电容为 C ，电路 2 的输入内阻为 R_L ，干扰电压 U_G 在 R_L 上的相应电压为 U_R 。这里只分析变压器阻隔地环路的能力，根据叠加原理，可以不考虑信号电压 U_S ，即将信号电压短路。由欧姆定律有 $U_R = IR_L$ 。 U_R 与干扰电压 U_G 的比值为

$$\frac{U_R}{U_G} = \frac{R_L}{R_L - j \frac{1}{2\pi f C}} \quad (3.12-34)$$

式 (3.12-34) 的模为

$$\left| \frac{U_R}{U_G} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{2\pi f C R_L} \right)^2}} \quad (3.12-35)$$

当直接由信号线传输时，地线中干扰电压 U_G 全部加在 R_L 上。而采用变压器后，加到 R_L 上的电压减小为 U_R ，因此式 (3.12-35) 表示变压器减小干扰的能力。当频率较高

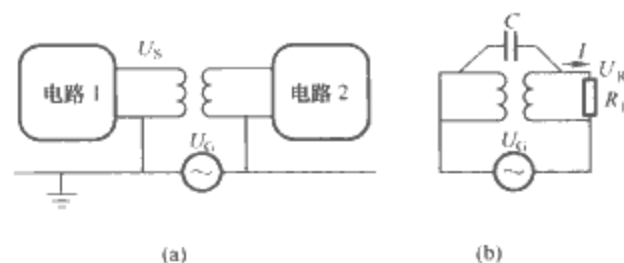


图 3.12-33 采用隔离变压器隔断地环路
(a) 变压器耦合的干扰电压；(b) 等效分析电路

时，隔离变压器一次侧和二次侧之间的分布电容会降低接地环流的阻抗，使共模干扰电流增大。一般来说，隔离变压器适用于低频干扰电路。

2.1.3 中和变压器

图 3.12-32 采用变压器断开接地环路的方法，对直流电路和频率很低（如低于 50Hz）的电路是不适用的。在这种情况下可以采用如图 3.12-34 (a) 所示的中和变压器结构。变压器进行这种连接后，它对电流信号的阻抗很低，且不会切断直流通路，但对存在的共模噪声信号却具有很高的阻抗。

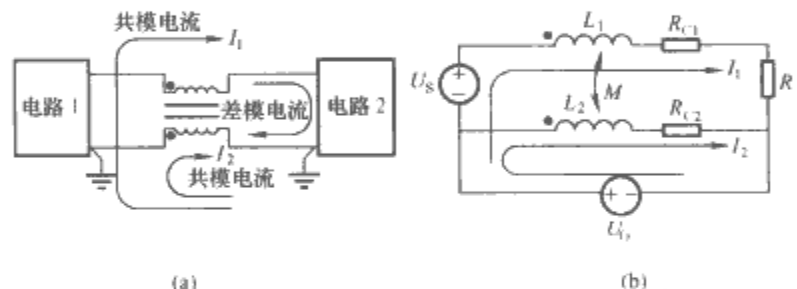


图 3.12-34 中和变压器的连接图及等效电路
(a) 实际接线图；(b) 等效电路

从图 3.12-35(b) 的等效电路中可以看出，信号 U_S 的电流流经 L_1 和 L_2 时大小相等，方向相反；噪声信号流经 L_1 和 L_2 的电流方向相反，这就是共模干扰信号电流。

可以对图 3.12-35(a) 的电路分析如下：信号电压 U_S 经接地等效电阻 R_{C1} 和 R_{C2} 到负载 R_L ，共模扼流圈用 L_1 、 L_2 和互感 M 表示。若两线圈匝数相等，且是双线并绕在磁路闭合的磁心上，则 $L_1 = L_2 = M$ 。 U_G 是多种电磁耦合所形成的地电位差，即共模噪声电压。

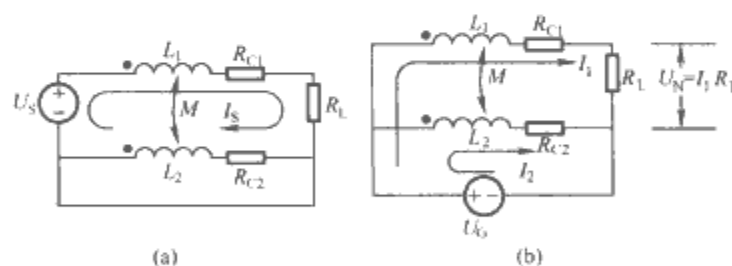


图 3.12-35 干扰信号电压对中和变压器传输信号影响的等效电路
(a) 分析信号电压 U_S 的电路；(b) 分析干扰信号电压 U_G 的电路

采用图 3.12-35(b) 所示的等效电路来分析共模噪声 U_G 的影响。加装了中和变压器后， R_L 两端的共模噪声电压对 I_1 环路可以表示为

$$U_G = j\omega L_1 I_1 + j\omega M I_2 + I_1 R_L \quad (3.12-36)$$

对 I_2 环路可以表示为

$$U_G = j\omega L_2 I_2 + j\omega M I_1 + I_2 R_{C2} \quad (3.12-37)$$

式中： ω 为干扰信号的角频率。

从式 (3.12-37) 得出

$$I_2 = \frac{U_G - j\omega M I_1}{j\omega L_2 + R_{C2}} \quad (3.12-38)$$

因为 $L_1=L_2=M$ ，将式 (3.12-38) 代入式 (3.12-36)，得

$$I_1 = \frac{U_G R_{C2}}{j\omega L(R_{C2} + R_{L1}) + R_{C2} R_L} \quad (3.12-39)$$

设 $U_N=I_1 R_L$ ，且 $R_{C2} \ll R_L$ ，式 (3.12-39) 可简化为

$$U_N = \frac{U_G R_{C2} / L}{j\omega + R_{C2} / L} \quad (3.12-40)$$

上式改写为

$$\frac{U_N}{U_G} = \frac{R_{C2} / L}{j\omega + R_{C2} / L} \quad (3.12-41)$$

由式 (3.12-41) 可知，要减小共模干扰信号电压的影响，应尽可能减小 R_{C2} ，中和变压器的电感应为

$$L \gg \frac{R_{C2}}{\omega} \quad (3.12-42)$$

具体运用中和变压器时应注意中和变压器铁心截面积的选取，使之在有一定数量的不平衡电流流过时不致发生磁饱和。

图 3.12-36 表示双导线在铁氧体环形磁心上绕制的中和变压器。实际运用中可以把多对信号线绕在磁心上，这种中和变压器也用作数据线 EMI 滤波器，或称为磁性滤波器。



图 3.12-36 铁心上绕制的中和变压器

2.2 光电耦合器件

切断两个电路单元之间地环路的最有效的方法是在两个电路之间采用光电耦合器，如图 3.12-37 所示。电路 1 的信号电流通过发光二极管后，发光二极管发光的强弱随通过它的电流变化，这样就把电路 1 的信号电流变成强弱不同的光信号，再由光电三极管将强弱不同的光转换成相应的电流，从而实现了电路间的信号传输。通常发光二极管和光电三极管封装在一起，构成一个光电耦合器。光电耦合器可以将两个电路之间的地环路完全断开，有效地抑制地线的干扰。由于光电耦合器中电流与发光强度的线性关系较差，传输模拟信号时会产生较大的失真，所以其应用应受到限制，但它对数字信号传输非常合适，如在固态继电器中用以隔离拖动电机对控制信号的干扰。

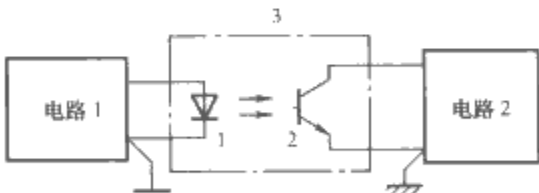


图 3.12-37 光电耦合原理图

1 发光二极管；2—光电三极管；3—光电耦合器

使用光电耦合器时，电路 1 和电路 2 必须分别馈电，以防止电源馈线在同一电源变压器中构成新的干扰耦合途径。

由于光耦合器能十分方便地断开电路间形成的地回路，使不同器件类别间的信号交联变得十分方便。图 3.12-38(a) 是 TTL 电路与 HNIL 电路之间的转换电路，图 3.12-38(b) 是 MOS 电路与 TTL 电路之间的转换电路。在上述电路中，巧妙地用光电耦合器断开不同类别的器件，以及不同电平电路间的地回路，减少了地回路引起的 EMI 信号问题，又使

不同电路间的信号交联变得简捷、方便、可靠。

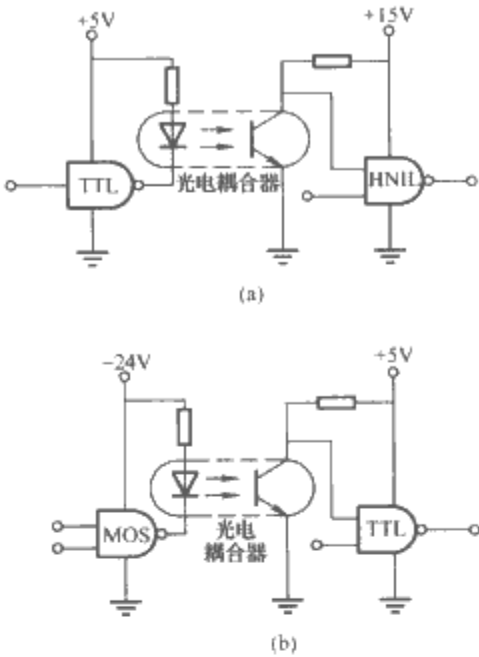


图 3.12-38 接口转换电路
(a) TTL 与 HNIL 电路；(b) MOS 与 TTL 电路

光电耦合器断开低频电路间的地回路是十分有效的。但对频率很高的脉冲干扰，应考虑光电耦合器输入输出电路间存在的耦合电容。

如果信号线经过电磁环境比较恶劣的地区，则采用光电传输是保证传输的信号不受环境影响的最为有效的方法。光电传输系统由三部分组成：①电光转换元件，它将电信号转变为光信号；②光纤组成的光缆，用来传输光信号；③光电转换元件，将光信号还原成原来的电信号。

3 电磁干扰抑制技术

3.1 平衡电路

3.1.1 平衡电路原理

采用平衡电路的原理能减小共模干扰信号对电路的影响。图 3.12-39 所示为平衡电路。经过适当处理，在信号电平 U_S 的 1/2 处实现接地，使要传输的信号形成一对差分信号 U_{S1} 和 U_{S2} ，它们大小相等，对地压降方向相反。同时，在负载阻抗 1/2 处接地，使 $R_{L1}=R_{L2}$ 。当这对差分信号 U_{S1} 和 U_{S2} 经两根电线加到负载 R_{L1} 和 R_{L2} 上时，EMI 信号通过电磁耦合途径在这两根电线上生成大小相等、对地电位相同的共模信号 U_{N1} 和 U_{N2} ，生成共模电流 I_{N1} 和 I_{N2} 。当计算负载上的全部电压降，即考虑差模信号(即要传输的信号)和共模 EMI 信号在负载上的电压降 U_L 为

$$U_L = I_S(R_{L1} + R_{L2}) + I_{N1} R_{L1} - I_{N2} R_{L2} \quad (3.12-43)$$

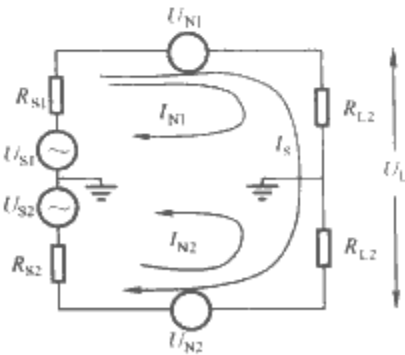


图 3.12-39 平衡电路

式(3.12-43)中的第一项为差模信号在负载上的电压降，是

要传输信号的电压降；第二、三项为共模 EMI 信号的电压降，是不需要而应当抑制的。如果能实现 $I_{N1} = I_{N2}$ ， $R_{N1} = R_{N2}$ ，则式(3.12-43)中的第二、三项大小相等，符号相反，相互抵消。负载上的压降为

$$U_L = I_S(R_{L1} + R_{L2}) \quad (3.12-44)$$

它只与差模信号电流有关，与电路所感应到的 EMI 信号无关，在信号传输过程中实现了对 EMI 信号的抑制。

为了表征平衡电路对共模 EMI 信号的抑制能力，定义了共模抑制比 CMRR(Common Mode Rejection Ratio)，为共模信号电压 U_N 及其在负载上产生的差模信号电压降 U_M 之比，即

$$CMRR = 20\lg(U_N/U_M) \quad (\text{dB}) \quad (3.12-45)$$

3.1.2 不平衡电路转换为平衡电路

实际应用中，可把某些易受共模 EMI 信号影响的不平衡电路，经过适当处理改进为平衡电路，从而改善电路的 CMRR 性能。例如，增加一个变比为 1:1 的变压器，可把图 3.12-40(a)所示的单端输入不平衡放大器改进为图 3.12-40(b)所示的平衡放大器电路。图中的变压器中心抽头接地，输入电压分为 U_1 和 U_2 ，它们大小相等，对地相位相反，在变压器二次侧的输出电压便为 $(U_1 + U_2)$ ，放大器的输出电压幅度为放大器增益乘以 $(U_1 + U_2)$ ，与图 3.12-39 所示的平衡电路相同。若在变压器中心抽头处串入一接地电阻 R ，不会影响放大器的性能，却增加了 EMI 源 U_G 的输入阻抗，可进一步减小 EMI 信号对放大器的影响。

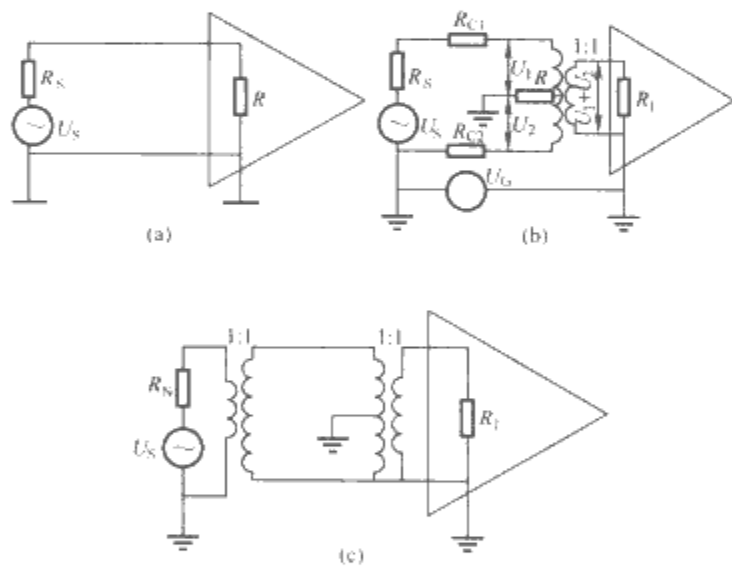


图 3.12-40 改不平衡电路为平衡电路
(a) 不平衡电路；(b) 平衡电路；
(c) 用两个变压器的平衡电路

如果放大器的输入信号与放大器的输出端相距甚远，这时要采用图 3.12-40(c)所示的平衡传输结构，增加两个变比为 1:1 的变压器，两个变压器之间的连接采用扭绞电线，能有效地抑制共模 EMI 信号。

扭绞线减小感性耦合和差分放大器是平衡电路用于抑制电磁干扰的典型应用。

3.2 防护元件

对电子系统的电涌防护，主要是通过有效的屏蔽、接地等综合措施加以解决，同时也应配以相应的保护装置。可以说，在电子系统的不同传导耦合途径（如电源线、信号线的入口）安装浪涌保护装置是保证电子系统安全运行的重要措施。

电子系统的浪涌保护装置一般由各种保护器件组成，主要有放电管、氧化锌压敏电阻 (MOV)、齐纳 TVS 二极管（包括普通雪崩、齐纳二极管）及 TVS 晶闸管等。由这些保

护器件组成的电子系统浪涌保护装置已广泛地用于各种不同的领域，用途从单一的稳定电压发展到工业及民用领域中各种电力和电子设备的浪涌限制和电磁脉冲吸收，进而扩展到了静电、电气噪声吸收等，在各个领域都得到了蓬勃的发展。如何正确地选择这些器件，并实现它们之间的合理配合，从而达到所要求的保护目的和浪涌保护水平，是浪涌保护装置设计的基础。因此，必须充分了解各种保护器件的工作原理及电气性能，以及各种限压保护器件的推荐使用范围。

3.2.1 气体放电管

3.2.1.1 工作原理

气体放电管是一种密封于放电介质中的一个或一个以上放电间隙，用以保护设备和设备操作人员免遭瞬间高电压冲击的浪涌保护器件，简称放电管。它是一种陶瓷或玻璃封装的、内充低压惰性气体的短路型保护器件，一般分两电极和三电极两种结构。表面经过特殊处理的电极的间距一般小于 1mm，所充气体为电气性能十分稳定的惰性气体（如氩气、氖气等）。为了改善响应时间，放电管的内表面可增设一个辅助性点火电极。为了减小直流放电电压的分散性，放电管内壁可涂一种弱放射性的材料。

放电管的基本工作原理是气体放电。当极间的电场强度超过气体的击穿强度时，就引起间隙放电，从而限制了极间的电压，使与放电管并联的其他器件得到保护。

充气电火花隙器件的击穿电压一般为 0.1~1kV；而真空电火花隙器件的击穿电压，一般为 1kV~1MV。作为浪涌保护器件，多采用充气电火花隙器件。

充气电火花隙保护器件通常充以惰性气体，如氩气、氖气等。充气电火花隙器件放电电压电流特性可以用图 3.12-41 来描述。从图中可以看出，当两电极间的电压升高达到 U_b ，开始产生辉光放电。 U_b 称为静态击穿电压或直流击穿电压，其大小取决于电极结构、二电极间的距离和充气气压

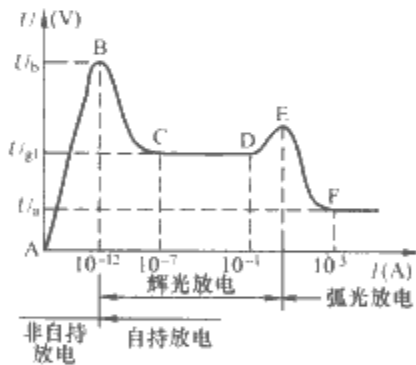


图 3.12-41 充气电火花隙器件的
放电电压电流特性

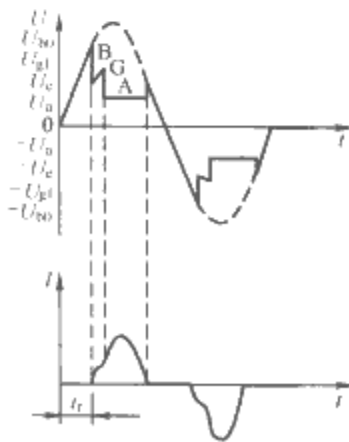


图 3.12-42 充气电火花隙保
护器件保护时电压、电流波形

等因素。辉光放电后，电压维持在一恒定值 U_{gl} ，其典型值为 70~150V，放电电流为 $1 \times 10^{-7} \sim 1 \times 10^{-1}$ A，对应图 3.12-41 中的 CD 段。当电流进一步增大，即转变为弧光放电，端电压下降为 U_a ，大约为 10~25V，而放电电流大于 10A 至数百安，等效电阻下降至 0.1Ω 左右。如果降低电压，使电流小于某一

则电弧不能维持而熄灭, 对应的熄灭电压为 U_e 。

当一个变化较为缓慢的正弦波电压加在该器件两端时, 两电极之间的电压、电流波形如图 3.12-42 所示。该器件的动作时间要比外加电压延迟 t_r , t_r 即为器件的响应时间, 其值越小越好。对于快瞬变电压 ($du/dt > 0.1 \text{ V}/\mu\text{s}$), 脉冲击穿电压要比直流击穿电压值大, 电压上升速率越大, 脉冲击穿电压也越高。例如, 一个直流击穿电压 U_{b0} 为 250V 的充气电火花隙器件, 当 $du/dt > 0.1 \text{ V}/\mu\text{s}$ 时, U_b 与 du/dt 的关系如图 3.12-43 所示。可以看出, 当 $du/dt = 10^4 \text{ V}/\mu\text{s}$ 时, $U_b = 900 \text{ V}$ 。随着过电压上升速率的增大, 器件的响应时间 t_r 将缩短, 如图 3.12-44 所示。

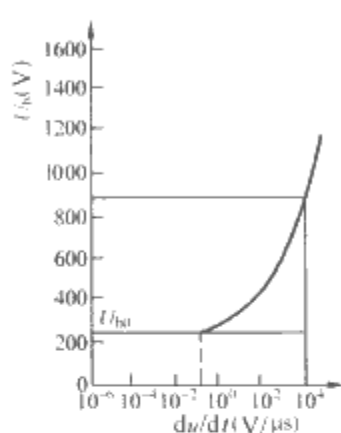


图 3.12-43 击穿电压与上升速度的关系图

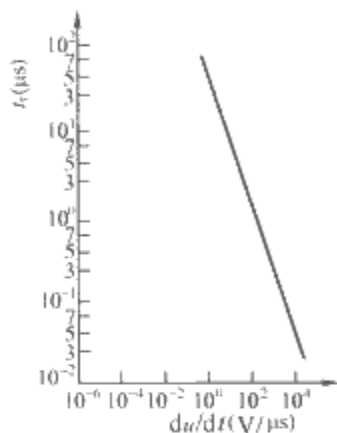


图 3.12-44 响应时间与上升速度的关系

充气电火花隙保护器件的优点是可以允许高的过冲电压 (1~2kV), 大的放电电流 (>50kA) 以及可以应用于较高频率的电路中, 因为这种器件有很高的绝缘电阻 ($10^9 \sim 10^{12} \Omega$) 及很小的固有电容 (1~7pF)。这种器件的主要缺点是击穿电压较高 (0.1~1kV) 及响应时间较慢 (约 100ns), 这就限制了它的使用。因此, 电火花隙保护器件往往被用作第一级瞬变高电压、大电流的保护器件, 它必须与其他保护器件组合使用, 才可能达到较好的防护效果。

3.2.1.2 主要电气参数

放电管的主要电气参数如下:

(1) 直流击穿电压 U_{sdcn} : 指在放电管极间施加缓慢上升的致使放电管击穿时刻的直流电压, 亦称“直流点火电压”。

(2) 冲击击穿电压 U_{si} : 指对放电管施加一定上升速率的单次冲击电压, 致使放电管击穿时刻的电压值。

(3) 冲击放电电流 I_{din} : 指通过放电管的冲击电流峰值, 亦称“脉冲放电电流”或“浪涌放电电流”。国际电报电话咨询委员会 CCITT 要求放电管能通过 8/20 μs 波形时相隔 3min 的该放电电流共 10 次。

(4) 交流放电电流 I_{den} : 指通过放电管放电间隙的交流电流 (有效值)。国际电报电话咨询委员会 CCITT 要求放电管能通过持续时间为 1s 时相隔 3min 的该交流放电电流共 10 次。

(5) 绝缘电阻: 这一参数在 GB 9433—1988《过电压保护气体放电管总规范》中没有提及, 一般指放电管未放电时的极间电阻 (一般为 100V 直流偏置下测得的数值)。CCITT 要求该绝缘电阻不小于 $10^9 \Omega$ 。

(6) 电容: 这一参数在 GB 9433—1988 中也没有提及, 一般指在一定频率下 (一般为 1MHz) 下测得的极间电容值。CCITT 要求该电容不大于 10pF。

放电管由于放电电压较高, 一般不能单独用于数据和通信设备的保护。但由于其通流量大, 价格低廉, 因此被广泛用于电话线等的初级保护。另外, 由于其极间电容小, 可以使用在高至 50 MHz 频段信号的初级保护。

3.2.2 氧化锌压敏电阻

3.2.2.1 工作原理

压敏电阻是在一定温度下, 其导电值随电压的增加而急速增大的元件。氧化锌压敏电阻是一种以氧化锌为主要成分的金属氧化物半导体非线性电阻。氧化锌晶粒是一种导电性能良好的材料, 其电阻率一般小于 $0.003 \Omega \cdot \text{m}$, 而晶界层的电阻率高达 $10^8 \sim 10^9 \Omega \cdot \text{m}$ 。当晶界层上电场强度比较低时, 只有少量电子由于热激发射可以穿过晶界层的势垒, 故呈现较大的电阻。而当晶界层上的电场强度足够大时, 出现了隧道效应, 大量电子可以通过晶界层, 使电阻值大大降低。因此, 成品的氧化锌压敏电阻可以看成是由无数小型 PN 结串并联组成。显然, 增加压敏电阻的厚度, 等效于增加 PN 结的串联个数, 从而提高了压敏电阻的击穿电压; 增加压敏电阻的直径, 等效于增加 PN 结的并联个数, 从而提高了压敏电阻的通流容量。

氧化锌压敏变阻器 (简称氧化锌变阻器) 的主要成分是氧化锌, 加入少量的铋、钴、锰和其他金属的氧化物。器件内由许多导电的氧化锌晶粒晶界隔离构成, 具有 PN 结半导体特性。这些晶界决定了其具有低压下的阻断特性及高压下的非线性导电特性。图 3.12-45(a)、(b) 分别是氧化锌变阻器的结构及原理示意图。

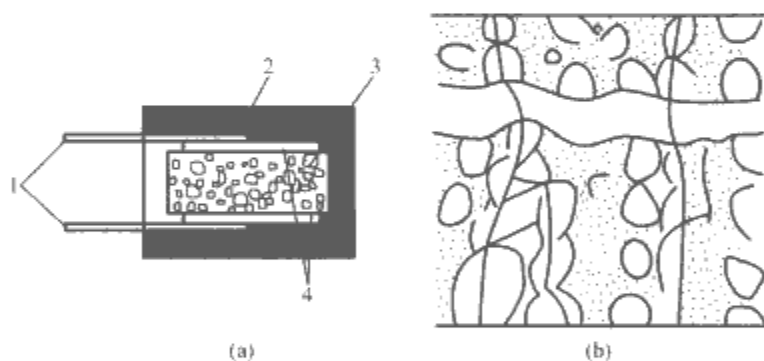


图 3.12-45 氧化锌变阻器结构和
工作原理

(a) 结构; (b) 工作原理
1—引脚; 2—封装材料; 3—压敏电阻;
4 电极

氧化锌变阻器的电流 I 和端电压 U 的关系可表示为

$$I = KU^\alpha \quad (3.12-46)$$

式中: K 为一常数; α 是决定 $I-U$ 曲线非线性度的系数, $\alpha = \lg(I_2/I_1)/\lg(U_2/U_1)$, 通常为 15~30。

实际氧化锌变阻器的伏安特性如图 3.12-46 所示, 当电压小于 350V 时, 电流小于 100 μA ; 在此之后, 电流按指数规律增长, 系数 $\alpha = 38$; 当电压达 1kV 时, 电流达 20kA, 此时电阻已降为 0.02Ω 以下。所以此保护器允许的过冲电压为 1kV。

图 3.12-46 还表明, 氧化锌变阻器 (MOV) 是一种软限幅的器件, 它的响应时间小于 25ns, 在防雷击设备中得到广泛应用。但氧化锌变阻器的最大缺点是它的固有电容较大, 不能用于高频通路。

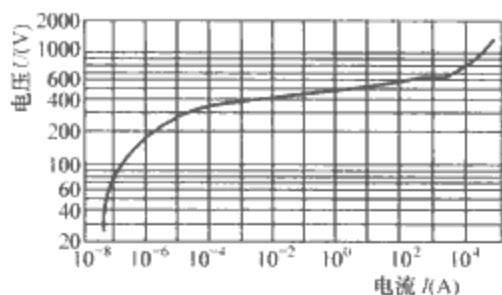


图 3.12-46 一种典型的氧化锌变阻器伏安特性

3.2.2.2 主要电气参数

氧化锌压敏变阻器包括如下主要电气参数。

(1) 压敏电压 U_{1mA} ：在规定的温度和直流电流下，压敏电阻两端的电压值，一般以环境温度 25℃ 直流电流为 0.1mA 或 1mA 下的数值表示。

(2) 最大连续交流电压 $U_{m(AC)}$ ：在环境温度 25℃ 时，可以施加在器件上连续工作的波形基本是正弦波（总谐波畸变小于 5%）的最大交流电压有效值。

(3) 最大连续直流电压 $U_{m(DC)}$ ：在环境温度 25℃ 时，可以施加在器件上连续工作的最大直流电压（纹波小于 5%）。

(4) 脉冲电压 U_C ：将一个规定的脉冲电流施加在压敏电阻上时，其引出端上出现的电压峰值。脉冲电流波形一般为 8/20μs。

(5) 最大峰值电流 I_m ：在环境温度 25℃ 时，对于规定的脉冲次数而言，压敏电阻中允许通过的每个脉冲的最大电流值。

(6) 单次脉冲最大暂态能量 W ：这一参数在国标 GB 10193—1997《电子设备用压敏电阻器 第1部分：总规范》中也没有提及，一般指在特定波形和最大峰值电流下压敏电阻允许通过的能量。

(7) 电容：这一参数在国标 GB 10193—1997 中也没有提及，一般指在特定频率（如 1kHz）和偏置电压下压敏电阻两极间的电容值。

氧化锌压敏变阻器由于价格不高、具有较大的通流容量、在工频交流和直流电路中放电后无续流等特点，被广泛应用于电源系统的初级、次级保护；另外，也可应用于频率不高的信号保护中。

3.2.2.3 电气参数的分散性问题

氧化锌压敏电阻的 DC1mA 参考电压等参数具有分散性，因此在多片氧化锌压敏电阻并联运行时，必须注意由于电气参数的差异导致电流分配不均而引起的电流集中现象，这将导致某片氧化锌压敏电阻流过更多的电流而被破坏。

3.2.3 齐纳 TVS 二极管

近年来，由于半导体工艺技术的迅速发展，专门用于电涌保护的雪崩二极管——固体瞬态电压抑制器发展很快，有的资料称它为 Transzorb，有的称之为齐纳 TVS 二极管，这种器件具有大面积的 PN 结，可以处理大功率脉冲。

3.2.3.1 工作原理

齐纳 TVS 二极管是一种专门用于抑制电涌的齐纳二极管。与普通的齐纳、雪崩二极管相比，齐纳 TVS 二极管具有更大的截面积和更大的散热层，而且产品手册上提供的参数是按电涌保护的要求列出的。

齐纳 TVS 二极管的核心部分是具有较大截面积的硅 PN

结，该 PN 结工作在雪崩状态，具有较强的脉冲吸收能力。

3.2.3.2 主要电气参数

(1) 反向关断电压 U_{rwm} ：指二极管处于关断状态时允许作用的最大直流电压值，又称工作电压。

(2) 最大反向泄漏电流 I_r ：指在工作电压下流过二极管的最大电流。

(3) 最小击穿电压 U_{br} ：指二极管从高阻向低阻转变时的电压，亦即开始雪崩击穿时的电压。一般以 1mA 电流作为转折标志。

(4) 最大箝位电压 U_c ：指在特定波形（10/1000μs）及最大峰值电流（ $I_{pp}=4.6A$ ）时二极管上的最大电压降。

(5) 最大峰值脉冲电流 I_{pp} ：指在特定波形（10/1000μs）下二极管允许通过的最大峰值电流。

(6) 最大脉冲功率 P_p ：指在特定波形（10/1000μs）下二极管能承受的最大脉冲功率。

齐纳 TVS 二极管由于响应速度快，箝位电压低，因此非常适用于半导体器件的电涌保护。与普通二极管串联使用（以减小极间电容），可用于信号和数据线的保护；但由于通流容量较小，一般不宜用于电源等的初级、次级保护。

3.2.4 TVS 晶闸管

3.2.4.1 工作原理

TVS 晶闸管是一种门极由雪崩二极管控制的可控硅型 TVS 器件。当极间加正向电压时，两个 PN 结处于正向偏置状态，另一 PN 结处于反向偏置状态，此时的 TVS 晶闸管如一个反向偏置二极管，泄漏电流由 PN 结决定。当电压增加时，PN 结工作于雪崩状态，此时，TVS 晶闸管处于导通状态，性能如一个正向 PN 结。因此，TVS 晶闸管先由 PN 雪崩机理起作用，当雪崩电流足够大时，可控硅开通，由正向偏置的 PN 结起作用。这一急剧短路的过程与放电管类似。

3.2.4.2 主要电气参数

(1) 工作电压：指器件在正常工作时能承受的最大电压。

(2) 齐纳电压 U_Z ：指器件在齐纳过程开始时的电压。工作电压应小于齐纳电压。

(3) 箝位电压 U_{BO} ：指在特定条件下（升压速度为 100V/μs）器件导通前后出现的最高电压。

(4) 导通电压：指器件导通时的电压。

(5) 通流容量 I_{TSM} ：指在特定冲击波形下器件能承受的最大峰值电流。

(6) 维持电流 I_H ：指维持器件导通状态的最小电流。

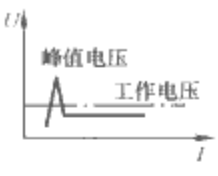
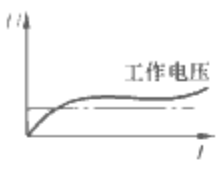
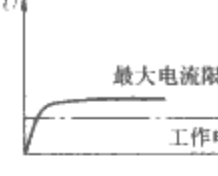
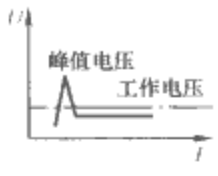
(7) 电容：指器件两极间的电容。在零偏置电压下 TVS 晶闸管的电容在 100~200pF 之间。当加上一定的偏置电压后，电容值将大大下降。

由于以上特点，TVS 晶闸管可用于数据传输和通信中初级、次级保护。但在直流电路和交流电源系统中，由于 TVS 晶闸管关断困难，通流容量有限，使用时受到一定限制。

3.2.5 各种保护器件性能比较

在电子系统中常用的浪涌保护器件有气体放电管、氧化锌压敏电阻、齐纳 TVS 二极管和 TVS 晶闸管四种，这四种保护器件的工作原理、电气参数以及各自的特点及使用范围，可以归纳为表 3.12-3。在使用过程中，必须根据实际情况，合理选取，适当配合，从而实现理想的电涌保护。

表 3.12-3 电子系统常用的四种浪涌保护器件特性比较

| 器件名称 | 气体放电管 | 氧化锌压敏电阻 | 齐纳 TVS 二极管 | TVS 晶闸管 |
|------|---|--|---|---|
| 波 形 |  |  |  |  |
| 泄漏电流 | 无 | 小 | 小 | 小 (50nA) |
| 续 流 | 有 | 无 | 无 | 有 |
| 箝位电压 | 点火电压高 | 中等 | 低 | 低 |
| 通流容量 | 大 10 ³ ~10 ⁵ A | 大 10 ² ~10 ⁵ A | 小 10 ¹ ~10 ² A | 中等 10 ² ~10 ³ A |
| 极间电容 | 小 (皮法级) | 大 | 小 (电压低的产品具有较大的极间电容) | 小 (<50pF) |
| 响应时间 | 慢 (10 ⁻⁶ s) | 中等 (10 ⁻⁹ s) | 快 (10 ⁻¹² s) | 快 (10 ⁻¹² s) |
| 损坏形式 | 开路 | 短路 | 短路 | 短路 |
| 价 格 | 低 | 低 | 高 | 中等 |
| 老化现象 | 有 | 有 | 无 | 无 |
| 产品范围 | 中等 | 大 | 电压可选范围大 | 电压可选范围小 |
| 缺 点 | 放电管开始放电时 di/dt 很大, 可达 10 ¹¹ A/s; 放电后很难关断 | 多片并联运行时, 会因电气参数差异导致电流分配不均, 从而引起电流集中现象 | 单次脉冲承受能力相对较弱 | 在直流电路中关断比较困难, 关断时存在时延 |
| 优 点 | 关断时的极间阻抗大, 典型值为 10 ⁹ Ω | 交直流电路都适用 | 多次脉冲承受能力强 | |
| 使用范围 | (1) 电源和通信线的初级保护 (2) 多级保护组件中的第一级保护 | (1) 电源和汽车电气系统的保护 (2) 多级保护组件中的第一或第二级保护 (3) 印刷板级保护的有限应用 | (1) 印刷板级保护的广泛应用 (2) 次级保护的有限应用 (3) 静电放电等快速过电压波的防护 (4) 多级保护中最后一级保护 | 通信线路中的初、次级保护 |

3.3 防护电路

3.3.1 电涌保护电路

电涌对电子系统的易损性主要表现在两方面：一是信号通道的输入端；二是电源。如果浪涌直接从信号通道进入系统，将导致系统严重损坏或烧毁；如电涌通过电源进入系统，将导致电源损坏或引起和电源相连接的所有电路产生严重干扰。所以，在此着重讨论信号通道和电源的两种保护电路。

浪涌保护器可分为如下三类：

(1) 电压开关型浪涌保护器 (Voltage-Switching-Type SPD)：在无电涌时呈现高阻抗，当出现电压电涌时其突变为低阻抗。通常采用放电间隙、气体放电管、晶闸管(可控硅整流器)和三端双向可控硅元件作为这类 SPD 的组件。

(2) 限压型浪涌保护器 (Voltage-Clamping-Type SPD)：这种浪涌保护器在无电涌时呈现高阻抗，但随电涌电流和电压的增加，其阻抗会不断减小。用作这类非线性装置的常见器件有压敏电阻和钳位二极管。

(3) 组合型浪涌保护器 (Combination-Type SPD)：由电压开关型组件和限压型组件组合而成，可以显示为电压开关型或限压型或这两者都有的特性，这决定于所加电压的

特性。

保护器与被保护设备之间的距离、负载的性质都对保护效果有影响。

3.3.2 电源保护电路

电源保护电路用于防止被保护电路受到过大过载的冲击，它通常是和被保护电路相联系的。作为电源保护电路，应具备如下特性：

(1) 对过载电压应有好的箝位能力，在大瞬变电流期间，被保护的两端应接近系统的最大工作电压。

(2) 保护电路应有强的分流能力，使保护电路吸收最严重情况下的瞬变过程能量，而不致损坏。

(3) 保护电路对过载电压应有快速响应时间，对于 NEMP 的响应时间要求小于 1ns。

(4) 在正常工作时，要求保护电路对系统的影响可忽略不计，即它的并联电阻应足够大，而串联电阻和并联电容充分小。

(5) 瞬变过程保护电路也应能对持续不断或连续的过载过程起保护作用，而不致损坏本身。

(6) 瞬变过程防护电路在瞬变过程结束后即应恢复正常，不应是不可恢复的、一次性的。

(7) 保护电路应体积小、价格廉、易于维护。

电涌保护电路的一般形式如图 3.12-47 所示。图中 Z_L

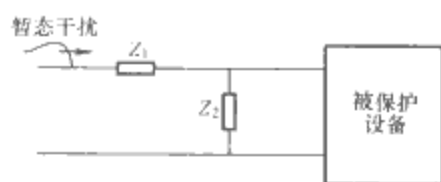


图 3.12-47 电涌保护电路的一般形式

为串联阻抗，通常是电阻或电感，并联阻抗 Z_2 通常是非线性元件，如气体放电管、TVS 二极管等。当有用信号频率远低于干扰频率时， Z_2 可以是电容，与 Z_1 （电阻或电感）组成低通滤波器；当有用信号频率远高于干扰频率时， Z_2 可以是电感，与 Z_1 （电阻或电容）组成高通滤波器。

3.3.3 非平衡线路信号通道输入端的保护

图 3.12-48 所示为信号通道输入端的基本保护电路，采用半导体晶体管电路，最大工作电压小于 15V，电流小于 50mA。最基本的输入端保护电路是采用气体放电管和 TVS 二极管组成的二级混合保护电路，当暂态电压到达时，由于放电管的击穿电压高，因此不动作，此时过电压直接加到 TVS 二极管上，TVS 二极管被击穿，使电压被钳制在一定水平上，以限制过电压加到信号电路上。TVS 二极管的击穿电压值应比最大工作电压大几伏，如最大工作电压为 10V，则击穿电压应选为 15V，以确保系统正常工作时，TVS 二极管不导通。电阻 R_1 的作用：一是限制流往 TVS 二极管电流；二是当流经 TVS 二极管电流增大时，将向前级放电管提供高电压，当达到其击穿电压时，放电管即击穿导通，此时电涌电流即由放电管分流泄放掉。因此，这种二级保护电路中，TVS 二极管是用于保护负载，而放电管是用于保护 TVS 二极管。

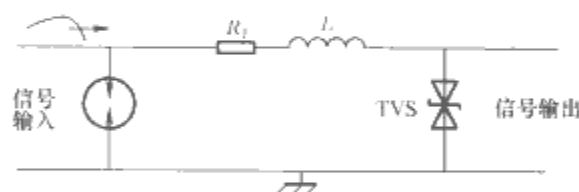


图 3.12-48 信号通道输入端的基本保护电路

如果 TVS 二极管的反向击穿电压为 U_d ，放电管的直流击穿电压为 U_G ， P 为 TVS 二极管的最大稳态功率额定值。则限制电阻 R_1 应为

$$R_1 = \frac{(U_G - U_d)U_d}{P} \quad (3.12-47)$$

通常普通雪崩、齐纳二极管的功耗额定值选在 1~5W 之间，如果 R_1 值越大，二极管之功耗可以越小。但 R_1 与负载电阻构成一个分压器，因此 R_1 愈大，有用信号衰减越大。为了解决这个矛盾，可以适当增加串联电感。但要注意：增加串联电感会引起高频振荡，产生附加的高频干扰，因此还应在电阻引线上放一个或几个铁氧体环损耗滤波器，使电感值达到 1~10 μ H，达到滤波目的。当信号中最高频率分量低于 100kHz，使用铁氧体环很适宜，但若信号所含频率分量高，这种方法就不可取，因为串联电感会使输入信号高频分量失真。

3.3.4 平衡线路信号通道输入端的保护

为了抑制共模干扰，往往采用平衡线路，平衡线路的基本保护电路如图 3.12-49 所示。

平衡线路的保护放电管必须是三电极的， R_1 仍为 TVS 二极管的限流电阻。平衡线路特别需要电感 L ，因为三电极放电管的击穿电压至少是 300V。注意该电路中两边的 R_1 和 L 的数值都必须完全相同，以保持平衡线路的结构。

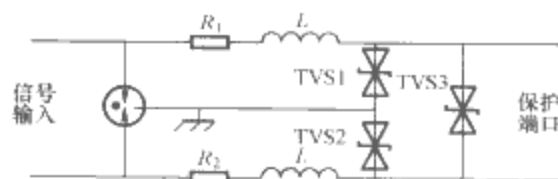
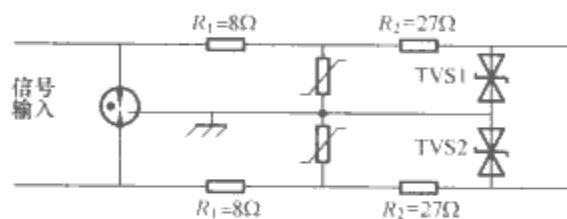


图 3.12-49 平衡线路的基本保护电路

TVS1 使图 3.12-49 中上方的信号线箝位到 $+U_d \sim -U_d$ 之间。若没有 TVS3，则最大差模输出电压可达 $2U_d$ ，加上 TVS3 后，可以限制最大差模电压。

另一种适用于平衡式计算机数据线的防护电路如图 3.12-50 所示。这是一种三级防护电路，由放电管、MOV 和 TVS 二极管构成。MOV 的作用是在放电管未导通前降低 TVS 二极管的过载。若放电管之直流击穿电压为 300V，TVS 二极管之反向击穿电压为 4.7V，最大分流能力为 18A，按图中 $R_2 = 27\Omega$ ，则 MOV 电压约为 53V，此时 MOV 电流约为 30A，在 R_1 上的压降为 240V，因此加于放电管之电压为 293V，略低于放电管之击穿电压。若放电管之直流击穿电压为 300V，则过电压高于此值放电管可能击穿导通，电流主要由放电管分流，而在此之前，电流主要由 MOV 分流。



DC300V 放电管，24VMOV，4.7V，TVS 二极管

图 3.12-50 一种平衡线路的三级保护电路

这种电路的缺点是其并联寄生电容大，MOV 的寄生电容为 7.5nF，TVS 二极管的寄生电容为 2nF，这样大的电容会使数字脉冲的上升波形变慢，因此输出端还应接到施密特 (Schmitt) 触发器输入端，使整形、恢复至合适的逻辑波形。

3.3.5 运算放大器的保护

运算放大器通常连到模拟输入端和模拟输出端，输入和输出端的保护主要是保护运算放大器。

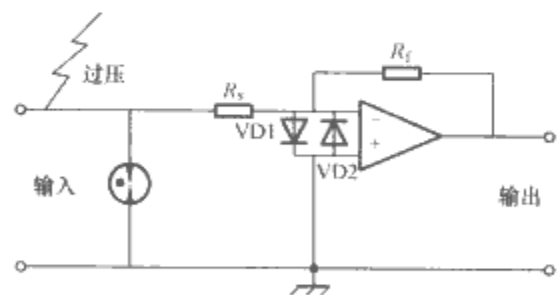


图 3.12-51 由运算放大器构成的倒相放大器的保护

图 3.12-51 为运算放大器用于倒相放大器时的保护电路。图中两个 TVS 二极管 VD1 和 VD2 防止两个差模输入电压超过 0.7V 左右。在正常工作期间，VD1 和 VD2 上的电位差不会超过几毫伏，因此不导通。为了提高线路的带宽，VD1 和 VD2 常用普通二极管。这些二极管之响应速度快，价格便宜，稳态电流可达 500mA。 R_s 和 R_f 常在 1k Ω ~1M Ω 之间，放电管是为了保护二极管 VD1 和 VD2 免受过量的电流。 R_s 应能承受瞬变干扰加在它上面的大电压而不致损坏，通常采用 1~2W 的碳质电阻，而线绕电阻则需 3W

或 5W 的。

3.3.6 直流电源的保护

直流电源是电子系统不可缺少的组成部分。如果来自电源线的瞬变干扰进入电源，或通过数据线进入电源，都有可能导致电源损坏，或通过电源影响到所有与其连接的其他负载。一个典型的简单直接电源包括变压器、整流器及稳压器三部分，如图 3.12-52 所示。

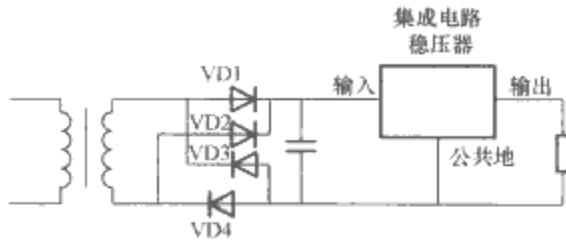


图 3.12-52 一个典型的简单直流电源

下面将分别讨论各部分的保护方法。

3.3.6.1 变压器

电源变压器一般不易损坏，但如果它的一次和二次绕组间击穿短路，将使电源总线上的电压全部加于整流器、滤波电容器和稳压器上，导致它们全部损坏；若一次或二次绕组本身断开，亦无电压输出。

为了提高对来自电源线的瞬态干扰的抑制，一般采用隔离变压器或 C 型不同心绕制变压器，除此之外还要采用 MOV 和旁路电容以抑制过大过电压的危害，其基本保护电路如图 3.12-53 所示。

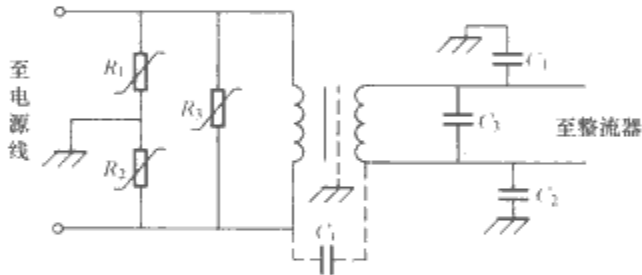


图 3.12-53 用变阻器和旁路电容保护变压器示意图

图中 R_1 、 R_2 是为了抑制过大的共模电压，而 R_3 为了抑制过大的差模电压，共同保护变压器的一次绕组。

3.3.6.2 整流器

采用 MOV 同样可以保护整流器免受过压的危害。例如变压器一次侧连到电源线的有效值为 120V，二次电压有效值为 28V，变比为 1 : 0.23，则当 MOV 把一次差模峰值电压限制在 300V 时，二次侧的峰值约为 70V，这对于一般整流器是足够安全的。

二次绕组上连接旁路电容器， C_3 是为了抑制差模干扰， C_3 的典型值在 0.01~0.1 μ F 之间， C_1 和 C_2 为了抑制共模干扰， C_1 和 C_2 的典型值为 0.01 μ F 左右。由于隔离变压器的一次侧和二次侧之间的寄生电容 C_4 很小，只有 1pF 以下，故共模干扰的衰减为

$$U_{out}/U_{in} = C_4/(C_1 + C_2) \approx 10^{-4} \quad (3.12-48)$$

由于 MOV 已把 U_{in} 的最大值限制在 300V，故共模输出电压将小于 0.3V。在此要注意，MOV 或旁路电容器的引线应尽量短，以降低同并联电容相串联的寄生电感。

3.3.6.3 集成电路稳压器

如果采用了上述的保护电路还不能确保能完全抑制过电压，如当变压器和稳压器之间有长电缆时还可能在某些瞬时干扰，为了保险起见，在稳压器的输入端可采用一个二极管 VD1 进行箝位，以防止过电压，如图 3.12-54 所示。

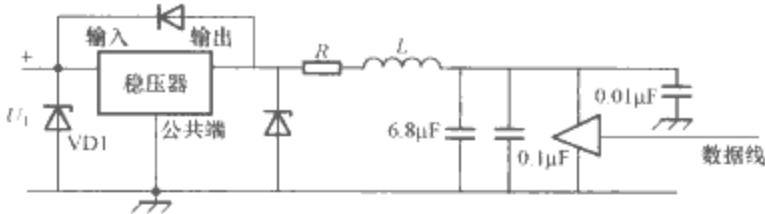


图 3.12-54 直流稳压电源负载端的保护电路

在设计电涌保护电路中，还有以下两个问题必须注意：

(1) 保护电路对系统的影响，即保护电路的响应时间及寄生电容。上面所讨论的保护电路对于电源电路、工作频率较低的电路都比较容易满足要求，但对于工作频率高的电路则比较难满足要求，这是由于放电管的响应时间慢，二极管和 MOV 的寄生电容又较大的缘故，因此目前正在寻求既具有快的响应、小的电容量，又具有大的分流能力的非线性器件。

(2) 强辐射对保护器件及保护电路本身造成的损伤，将会降低保护的效果，甚至导致失败。因此在使用电源保护电路时，必须注意避免直接受辐射照射，同时要设法提高其抗辐射能力。

4 信号传输回路的干扰控制

电磁骚扰不论是通过传导耦合还是辐射耦合，最后总是通过信号传输回路耦合至接收器，造成对接收器的干扰。控制辐射耦合的方法除了屏蔽和滤波外，在确定的场强和频率条件下，主要方法是控制耦合回路的面积，因回路中感生的电压 U_i 正比于回路的面积 A 和电磁场频率 f 。控制耦合回路的面积也是印制电路板及整个系统回路的电磁兼容设计的一个重要原则。

由于信号传输回路有不同的结构，如平衡线路（二根平行传输导线连接）和非平衡线路（如同轴电缆连接）；不同的接地方式，如发射始端和接收终端均悬浮，或两端均接地，或一端接地，因而产生不同的耦合模式，如共模耦合和差模耦合。不同的情况，耦合的影响也不同，下面将分别加以讨论。

4.1 屏蔽电缆的电磁耦合分析

如图 3.12-55 所示，处于电磁环境中的同轴屏蔽电缆将两个电气装置连接起来，外界电磁环境可以通过如下途径耦合进入内部信号线：

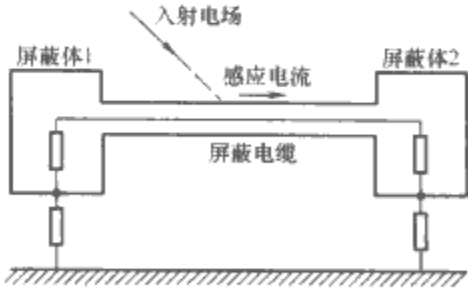


图 3.12-55 处于电磁环境中的用同轴电缆联系的两个装置

(1) 外部电磁场作用在屏蔽层上，通过屏蔽层的扩散进入内部，称为“扩散”。

(2) 电缆外皮导体上的小孔或小缝隙存在，电磁能量可直接透入电缆内部，这种通过小孔眼透入电缆内部的方式称为“穿透”。

途径 (2) 主要是指编织屏蔽电缆。内部芯线上的干扰

可以通过屏蔽的转移阻抗 Z_t 或转移导纳 Y_t 来描述。

图 3.12-56 所示的完整金属屏蔽的电缆位于导电性地平面上，外部电磁场在金属屏蔽层上产生电流 I_s 和对地电压 U_s ，外部电磁场穿透屏蔽层在内部芯线导体上产生感应电流 I_i 和感应电压 U_i ，在地中的返回电流为 I_g ，它是 I_i 和 I_s 之和，屏蔽层上的电流在屏蔽层的径向上产生电场分布，由于集肤效应，分布是不均匀的，从外到内存在衰减效应，材料的集肤深度为

$$\delta = 1 / \sqrt{\pi f \sigma \mu}$$

式中： f 为频率； σ 及 μ 分别为材料的电导率和磁导率。

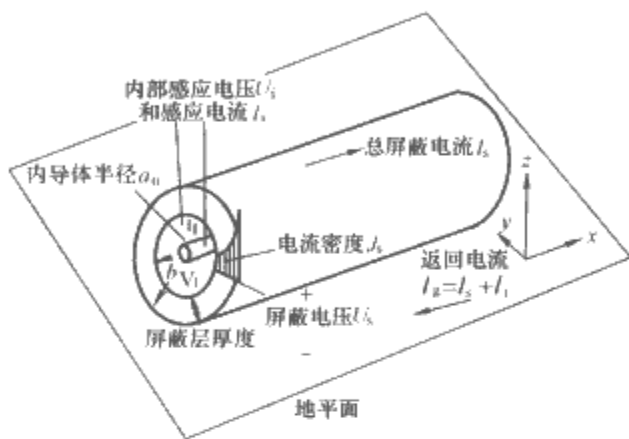


图 3.12-56 位于导电性地平面上的同轴电缆

对于电磁场能量通过电缆外皮导体的扩散机理，早在 20 世纪 30 年代 Schelkunoff 就首先进行了研究。他研究的是同轴圆柱导体，外导体为薄的导体管。这种结构模型原理简单，且适于工程应用。

对于一个金属管，外部电磁场的磁场分量能在其内部产生比较显著的响应。这是因为，外电场的切向分量由于其散射而相互抵消，而外电场的法向分量差不多全部终止于导体表面电荷。外电磁场的磁场分量对电缆内部的感应的物理过程为：外部场的作用，在电缆外皮导体中感应电流，这个电流由于集肤效应，由外到里密度逐步减小。当导体较薄，或导体材料透入深度较大时，则在靠近电缆芯的内侧表面有一定的电流密度，也就是说，有电场出现。这就是所谓外电磁场透入电缆内部的“扩散”过程。用电路理论的术语来说，就是电缆外皮电流在电缆内部产生干扰的过程。

屏蔽层的电流在屏蔽层内部产生轴向电场分布。屏蔽层内表面的轴向电场分布在芯线和屏蔽层内表面之间产生电位差，取决于内部信号芯线的端部阻抗。屏蔽层对内部的保护作用主要表现在对电场的衰减作用。衰减能力主要取决于转移阻抗。转移阻抗定义为屏蔽层内部产生的电场 E_i 与屏蔽层中的电流 I_s 之比。与转移阻抗相对应的转移导纳，是屏蔽层的一部分电荷作用在内部芯线上的途径。在内部芯线上的感应电荷相当于电流注入内部电缆，可以通过屏蔽层外部对地电压 U_s 以转移导纳的形势产生。

对于管状屏蔽体，Schelkunoff 推导了转移阻抗的解析表达式。假设屏蔽导体的内外半径分别为 a 和 b ，转移阻抗为

$$Z_t = \frac{\gamma}{2\pi\alpha} \frac{J_1(\gamma a)Y_0(\gamma a) - Y_1(\gamma a)J_0(\gamma a)}{J_1(\gamma a)Y_1(\gamma b) - Y_1(\gamma a)J_0(\gamma b)} \quad (3.12-49)$$

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)}$$

这里 $J_i(*)$ 和 $Y_i(*)$ 表示第一类和第二类柱面 Bessel 函数，下标表示阶数。

对于一般的电缆，其屏蔽层的厚度 $\Delta = b - a$ 小于内径，

另外半径远比所研究的波长要小，因此转移阻抗可以采用近似表达式

$$Z_t \approx R_0 \frac{(1+j)\Delta/\delta}{\sinh[(1+j)\Delta/\delta]} \quad (3.12-50)$$

$$R_0 = \frac{1}{\pi\sigma(b+a)(b-a)} \approx \frac{1}{2\pi\sigma\Delta} \quad (3.12-51)$$

式中： R_0 为屏蔽层单位长度的直流电阻； δ 为集肤深度。

低频时，电缆屏蔽层厚度 Δ 远小于集肤深度 δ 时， $Z_t \approx R_0$ 。

对于高频，电缆屏蔽层厚度 Δ 远大于集肤深度 δ 时，转移阻抗为

$$Z_t \approx 2\sqrt{2}R_{hf}\exp[-(1+j)\Delta/\delta]\exp(j\pi/4) \quad (3.12-52)$$

式中： $R_{hf} = q/(2\pi a \delta \sigma)$ 为高频时单位长度的管道电阻的近似。

如图 3.12-57 所示，频率在 3MHz 以下时，计算结果与测量结果比较吻合；但在高频时，由于电缆连接器件的泄漏，导致转移阻抗的增加。

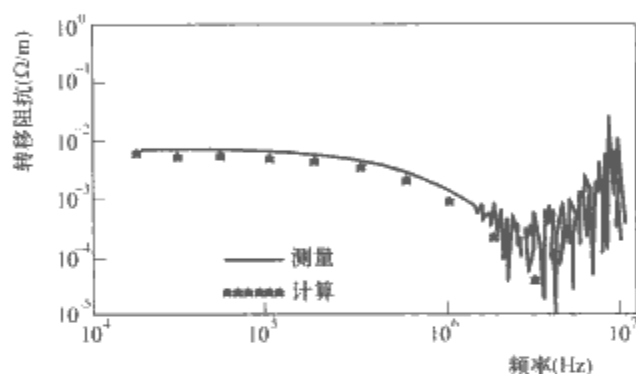


图 3.12-57 UT-141 薄壁半硬性电缆的转移阻抗

管状导体屏蔽电缆的转移导纳一般很小，所以文献中没有关于它的讨论。由于完整的管状屏蔽层对电场的屏蔽性能很好，因此其转移导纳也就很小。

4.2 辐射共模耦合

辐射共模地回路耦合是一种常见的耦合形式，如图 3.12-58 所示。图中设备 1 与设备 2 之间信号传输系通过电缆 1、电缆 2 连接，又通过共同“大地”构成回路。在此，所谓共模耦合（Common Mode Coupling, CMC）系指空间干扰电磁场对电缆 1、电缆 2 感生出大小相同，且相位相同的开路电压 U_i ，这是因为电缆 1、电缆 2 对电磁场耦合回路 ABCDEFA 及 ABC'D'EFA 的面积可以认为完全相同。所谓地回路耦合（Ground Loop Coupling, GLC）系指这两个电缆回路均通过一个公共的地电阻，因此也可以认为所感生的共模电压 U_i 通过公共地回路分别耦合于两个电缆回路，以驱动电流 I_1 及 I_2 。由于电缆 1 和电缆 2 回路的参数不一致，因此在接收器的输入端产生差模电压 U_0 。

电磁兼容设计的目的就是要估计接收器所接收的干扰 U_0 ，并设法减小干扰。对于确定的系统，首先取决于共模电压 U_i ，亦即取决于电缆及机箱的接地情况。为了对系统的接地作全面的比较，在此列举四种典型情况，如图 3.12-59 所示。

图 3.12-59(a) 为电缆悬空，电缆电容 C_1 较小，但耦合回路面积很大；图 3.12-59(b) 为电缆连接机箱，但机箱悬空，机箱间电容 $C_2 > C_1$ ，但耦合回路面积仍较大；图 3.12-59(c) 为电缆连接机箱，机箱悬空但靠近大地，机箱与大地分布电容 C_3 、 C_4 远大于 C_1 、 C_2 ，耦合回路面积可确定，但较大；图 3.12-59(d) 为电缆连接机箱，机箱均接地，耦合回路

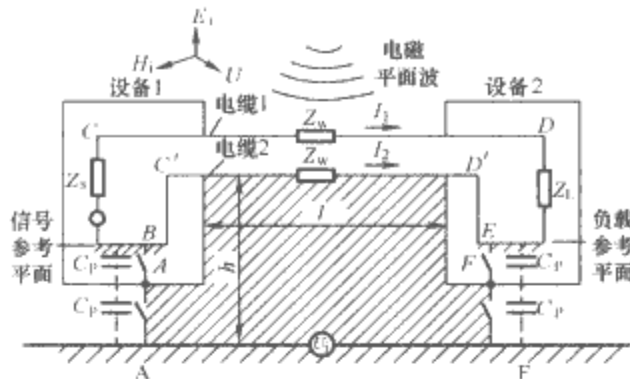


图 3.12-58 平面波对回路的共模地回路耦合示意图
面积可确定，且较小，地回路的阻抗亦较小。

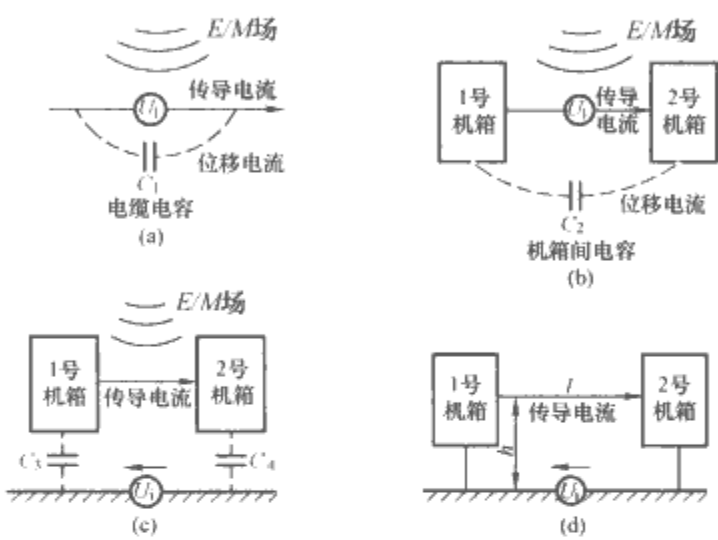


图 3.12-59 几种典型电缆耦合回路

首先考察一根悬空的孤立电缆，即远离机箱情况下，场对传输电缆上感生的共模电压也会通过空间电容构成回路，如图 3.12-59(a)所示。而当考虑机箱、设备、机架连接于电缆两端时，则电缆两端间电容增加，因此共模电流也增加，如图 3.12-59(b)及 3.12-59(c)所示。如将机箱良好接地，则可得到完全确定的回路面积及回路阻抗。

为了减小耦合回路及可确定回路面积，一般均采用图 3.12-59(d)的连接方法，即将二机箱的外壳均接地。当电缆的长度 $l \ll \lambda/2$ ，同时对地的高度 $h \ll \lambda/2$ 时，可以认为平面波同时到达整个回路。

在确定回路面积后，即可求感生共模电压 U_i 。若定义共模耦合 CMC 为单位场强所感生的电压，电场的共模耦合为

$$CMC = 20 \lg \frac{U_i}{E} = 20 \lg \frac{2\pi}{C} + 20 \lg(hl) + 20 \lg f \quad (\text{dB, m}) \quad (3.12-53)$$

式中：C 为电缆对地的电容；CMC 的最大值为 $20 \lg h + 6$ (dB, m)。

磁场的共模耦合为

$$CMC = 20 \lg \frac{U_i}{B_0} = 169.5 + 20 \lg \frac{2\pi}{C} + 20 \lg(hl) + 20 \lg f \quad (\text{dB, V/T}) \quad (3.12-54)$$

式中： B_0 为外加磁场；CMC 最大值为 $169.5 + 20 \lg h + 6$ (dB, V/T)。

根据式 (3.12-53) 及式 (3.12-54) 可作图 3.12-60。

在确定的电缆长度 l 及离地面高度 h 的情况下，共模耦合 CMC 随频率增加而增加，其斜率为 20dB/10 倍频程；当频率达到 $f = 150/l$ ，即 $l = \lambda/2$ 时，CMC 达到最大值。在同样的场频率条件下，CMC 正比于电缆与大地构成的耦合回

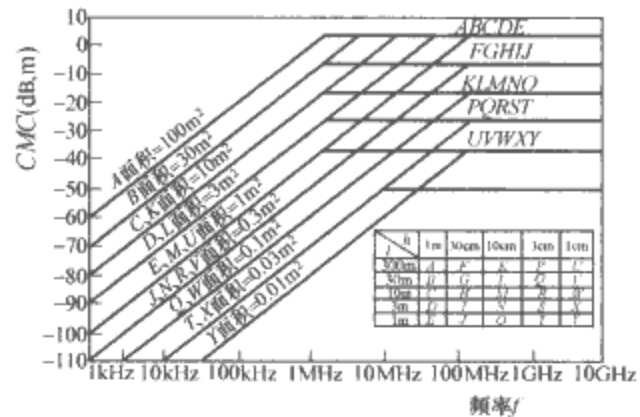


图 3.12-60 大的地回路面积情况下，
机箱—电缆—机箱的电场 CMC

路面积 hl ， hl 越大，CMC 也越大。由图 3.12-60 可以很容易查得 CMC 值。

4.3 辐射差模耦合

所谓差模耦合 (Differential Mode Coupling, DMC) 系指电路或磁场在连接二机箱的平衡线路中由于线对有较大间隙或取向不一致，因而两根传输线对电磁场的耦合条件不一样，这样，这两根传输线之间将感生一差模电压，此电压加于接收器的输入端，如图 3.12-61 所示。

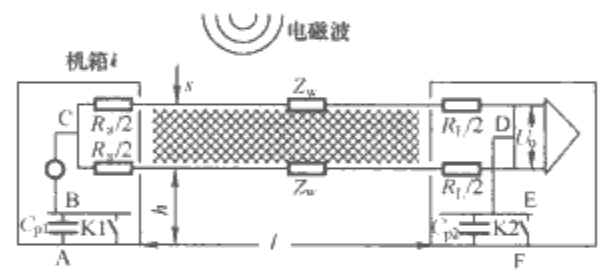


图 3.12-61 平衡传输系统的差模耦合示意图

共模耦合回路的面积很大，为电缆的长度 l 与电缆对地高度 h 的乘积，而差模耦合回路的面积远小得多，它为电缆的长度 l 与线对间距离 s 的乘积，一般 $s \ll h$ ，因此 $sl \ll hl$ 。

线对中感生的差模电压 DMC 取决于耦合回路的面积及频率，与耦合回路的面积及电磁波的频率均成正比，即

$$DMC = \frac{U_0}{E_0} = 20 \lg \frac{2\pi sl f}{C} \quad (\text{dB, m}) \quad (\text{电场耦合}) \quad (3.12-55)$$

$$DMC = \frac{U_0}{B_0} = 20 \lg(3 \times 10^8) + 20 \lg \frac{2\pi sl f}{C} \quad (\text{dB, V/T}) \quad (\text{磁场耦合}) \quad (3.12-56)$$

对于某一确定的耦合回路面积 sl ，频率提高 10 倍，DMC 增加 20dB，直至 $l = \lambda/2$ 时的拐角频率为止；高于这个频率后，CMC 的曲线与频率无关。

4.4 电缆屏蔽层的接地

屏蔽电缆抑制干扰的能力除与其屏蔽层本身的质量有关外，还与屏蔽层的接地方法密切相关。即使同一种电缆，由于传输信号的频率不同，屏蔽层也应采用不同的方法接地。以同轴电缆为例，在传输高频信号（大于 100kHz）时，屏蔽层应采用两点或多点接地；传输低频信号时，其屏蔽层应单点接地。此外屏蔽层接地点的选择对抑制干扰的能力亦有较大的影响。总之，在工程上对于电缆屏蔽层的接地必须根据具体情况进行分析，才能确定合理的接地方案。

4.4.1 低频时电缆屏蔽层的接地

在低频电路中常用的双绞线电缆，即使无屏蔽层也具有

抑制磁场干扰（或防止磁场泄漏）的能力。用非铁磁性材料制成的单芯电缆屏蔽层，虽然其本身抑制磁场干扰的能力很小，然而通过正确的接地，仍可较好地抑制磁场干扰。

图 3.12-62(a)~(d) 给出了信号源和放大器（频率低于 100kHz）只有一端接地时，其连接用的屏蔽双绞线和同轴电缆屏蔽层的优选接地方案。如果采用双端接地方式，则采用图 3.12-2(e)、(f) 的接地方式，一方面可避免屏蔽层中流过的噪声电流对放大器造成干扰，另一方面可避免造成地环路及感应穿过地环路的噪声磁场：

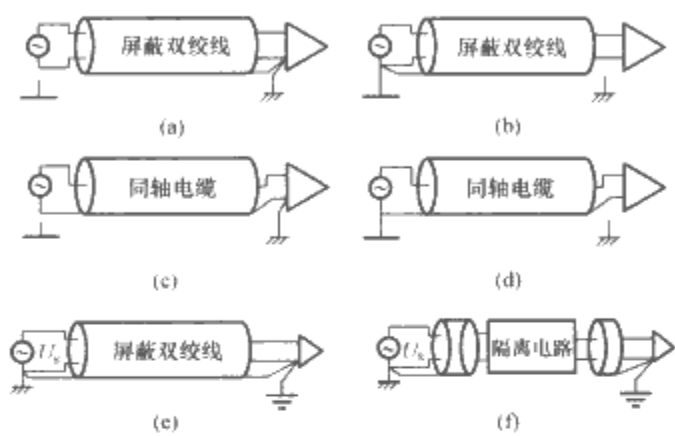


图 3.12-62 屏蔽双绞线和同轴电缆
屏蔽层优选接地方案

(a) 屏蔽双绞线的信号源不接地，在负载侧接地，屏蔽层与负载在同一点接地；(b) 屏蔽双绞线的信号源接地，负载侧不接地，屏蔽层与信号源在同一点接地；(c) 同轴电缆的信号源不接地，在负载侧接地，屏蔽层与负载在同一点接地；(d) 同轴电缆的信号源接地，负载侧不接地，屏蔽层与信号源在同一点接地；(e) 当信号源和负载均接地时，输入屏蔽双绞线应在两端分别与信号源接地点和负载接地点相连；(f) 信号源和放大器均接地，应用各种隔离技术隔离信号源和放大器的两个接地点（隔离电路隔离变压器和平衡变压器、光耦合器、差动放大器和防护技术等）

4.4.2 高频时电缆屏蔽层的接地

当频率高于 1MHz 或电缆长度超过波长的 1/20 时，由于集肤效应的作用，使信号电流沿同轴电缆芯线的外表面流动，返回电流则集中在同轴电缆屏蔽层的内表面流动，而由干扰所产生的噪声电流则只在屏蔽层外表面通过，因此屏蔽层通常采用多点接地，以保证其外表面有最低的地电位。一般是在电缆屏蔽层两端接地，若电缆长度接近或大于波长，应每隔 $(0.05 \sim 0.1)\lambda$ 的间隔接地。这样可防止电缆屏蔽层上出现高电平的噪声电压后通过分布电容耦合到电缆芯线上。

对于低电平、高频信号屏蔽地子系统，当频率高于 1MHz 或者电缆线长度超过 $\lambda/10$ ，以及在处理高速脉冲数字电路时，信号地必须采用多点接地、地栅网或地平面信号接地系统，以保证各部件、电路的信号地保持同一电位。

4.4.3 高电平、功率输出部分的屏蔽接地

高电平、功率输出部分的屏蔽接地可概括为如下几条原则：

- (1) 屏蔽体应接噪声地。
- (2) 在低频时，输出电缆通常用双芯或多芯绞合屏蔽电缆接负载。屏蔽层接地的原则是：当负载不接地时，屏蔽层在噪声地一端接地；当负载也接地时，可在噪声地与负载地两端同时接地。
- (3) 在传输高频及脉冲功率信号时，输出电缆通常用同轴电缆线，以确保良好的阻抗匹配和较长距离的低损耗传输。这时，同轴电缆线的屏蔽层通常同时充当返流导线，可以保证输出电缆最小的杂散电磁场。这时，屏蔽层应采用多点接噪声地的形式。
- (4) 在对输出电缆杂散低频磁场需要严格控制的场合，应用铁管等高导磁材料制成的金属管将输出电缆屏蔽。

参 考 文 献

- [1] 姚世全. 电磁兼容标准实施指南. 北京: 中国标准出版社, 1999.
- [2] 蔡仁钢. 电磁兼容原理、设计和预测技术. 北京: 北京航空航天大学出版社, 1997.
- [3] Tesche F M, Ianoz M V, Karlsson T. EMC Analysis Methods and Computational Models. New York: John Wiley & Sons, 1997.
- [4] 崔翔. 信号分析与处理. 北京: 中国电力出版社, 2005.
- [5] 陈伟华. 电磁兼容实用手册. 北京: 机械工业出版社, 1998.
- [6] 谢处方, 饶克谨. 电磁场与电磁波. 4 版. 北京: 高等教育出版社, 2006.
- [7] 全国无线电干扰标准化技术委员会、全国电磁兼容标准化联合工作组、中国实验室国家认可委员会. 电磁兼容标准实施指南. 北京: 中国标准出版社, 1999.
- [8] 陈淑凤, 马蔚宇, 马晓庆. 电磁兼容试验技术. 北京: 北京邮电大学出版社, 2003.
- [9] 赵金奎. 半电波暗室的技术要求. 安全与电磁兼容, 2005 增刊(电波暗室专刊): 25-29.
- [10] IEC 61000-4-20; 2003 Electromagnetic compatibility (EMC) Testing and measurement techniques-Emission and immunity testing in transverse electromagnetic (TEM) waveguides.
- [11] IEC 61000-4-21; 2003 Electromagnetic compatibility (EMC) Testing and Measurement Techniques Reverberation Chamber Test Methods.
- [12] 沈涛, 姚利军. 混响室设计技术研究. 宇航计测技术, 2005, 6 第 25 卷 3 期: 26-31.
- [13] 袁智勇, 何金良. 电磁兼容试验中的混响室技术. 高电压技术, 2005, 3: 56-66.
- [14] International Electrotechnical Commission. CISPR 16-1; Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods-Part 1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus. 1999.
- [15] 钱照明, 程肇基. 电力电子系统电磁兼容设计基础及干扰抑制技术. 杭州: 浙江大学出版社, 2000.
- [16] 全国无线电干扰标准化技术委员会 E 分会编. 电磁兼容国家标准汇编. 北京: 中国标准出版社, 1998.
- [17] Kenneth L. Kaiser. Electromagnetic Compatibility Handbook. New York: CRC Press, 2005.
- [18] ICNIRP(国际非电离辐射防护委员会): Guidelines for Limiting Exposure to Time-varying Electric, Magnetic and Electromagnetic Fields (up to 300MHz). 1998.
- [19] Frederick M. Tesche, Michal V. Ianoz, Torbjörn Karlsson. EMC analysis methods and computational models. New York: John Wiley and Sons, 1997.
- [20] Mark I. Montrose. EMC and the printed circuit board. New York: IEEE Press, 1999.
- [21] Clayton R. Paul. Introduction to electromagnetic compatibility. New York: John Wiley and Sons, 1992.
- [22] David A. Weston. Electromagnetic compatibility: principles and applications (2nd ed.). New York: Marcel Dekker, Inc., 2000.
- [23] MIL-HDBK-419A, Grounding, Bonding and Shielding for Electronic Equipments and Facilities, Vol. 1, 2.
- [24] P. A. Chatterton, and M. A. Houlden. EMC: electromagnetic theory to practical design. New York: John Wiley and Sons, 1992.
- [25] 陈穷, 蒋全兴, 周开基, 王素英. 电磁兼容性工程设计手册. 北京: 国防工业出版社, 1993.
- [26] 赖祖武. 电磁干扰防护与电磁兼容. 北京: 原子能出版社, 1993.
- [27] Frederick M. Tesche, Michal V. Ianoz, Torbjörn Karlsson. EMC analysis methods and computational models. New York: John Wiley and Sons, 1997.
- [28] Mark I. Montrose. EMC and the printed circuit board. New York: IEEE Press, 1999.
- [29] Clayton R. Paul. Introduction to electromagnetic compatibility. New York: John Wiley and Sons, 1992.
- [30] David A. Weston. Electromagnetic compatibility: principles and applications (2nd ed.). New York: Marcel Dekker, Inc., 2000.
- [31] Sunde E D. Earth conduction effects in transmission systems. Van Nostrand, New York, 1949.
- [32] Carson J R. Wave propagation in overhead wires with ground return. Bell Syst. Tech., J., Vol5., 1926, 539-554.
- [33] Bridges G J, Shafai L. Plane wave coupling to multiple conductor transmission line above a lossy earth. IEEE Trans. Electromagn. Compat., Vol. EMC-31, No. 1, Feb. 1989.
- [34] Ametani A. A general formulation of impedance and admittance of cables. IEEE Trans. PAS, 1980, 99 (3): 902-910.

第4篇 现代电磁测量技术基础

主编单位：清华大学

中国计量科学研究院

北京无线电计量测试研究所

主 编：赵伟 黄松岭 胡毅飞 邵海明 王雪

编写人员：赵 伟(清华大学)

黄松岭(清华大学)

王 雪(清华大学)

侯国屏(清华大学)

张贵新(清华大学)

雷银照(北京航空航天大学)

吴 静(北京航空航天大学)

邵海明(中国计量科学研究院)

胡毅飞(北京无线电计量测试研究所)

李继东(中国航天科技集团公司五院五一四所)

刘家新(哈尔滨电工仪表研究所)

王学伟(北京化工大学)

徐和平(甘肃省电力公司)

李宝树(华北电力大学)

曲正伟(燕山大学)

江 波(四川电力试验研究院)

常用符号表

| | |
|--|---|
| A ——截面积 | p ——声压 (Pa) |
| a ——光吸收系数 | Q ——无功功率 (var) |
| a_x ——测得值的总体平均值 | 电荷, 电量 (C) |
| B ——磁感应强度 (T) | 电感或回路品质因数 |
| B_0 ——真空磁感应强度 (T) | 体积流量 (m^3/s) |
| B_m ——磁感应强度峰值 (T) | R, r ——电阻 (Ω) |
| C ——电容 (F) | 半径 (mm) |
| C_s ——冲击检流计的磁通常数 (Wb/mm) | S ——视在功率 (VA) |
| c ——光速 (m/s) | 截面积 (m^2) |
| 水的比热容 [$\text{J}/(\text{kg} \cdot \text{K})$] | T ——周期 (s) |
| D ——损耗因数 | 温度 (K) |
| 直径 | t ——时间 (s) |
| d ——水的密度 (g/mm^3) | 温度 ($^{\circ}\text{C}$) |
| 距离 | U, u ——电压 (V) |
| E, e ——电动势 (V) | U_H ——霍尔电压 (V) |
| 电场强度 (V/m) | v ——速度 |
| 感应电动势 (V) | v_i ——残差 |
| F ——力 (N) | W ——能, 功 (J) |
| f ——频率 (Hz) | X ——电抗 (Ω) |
| 互感器比差 | x ——位移 (m) |
| G ——电导 (S) | 被测对象 |
| 热导 (W/K) | $[x_0]$ ——测量单位 |
| g ——重力加速度 | x_0 ——真值 |
| H ——磁场强度 (A/m) | \hat{x}_0 ——真值的最佳估计值 |
| 热容 (J/K) | \bar{x} ——测得值的算术平均值 |
| H_d ——退磁场强度 (A/m) | Z ——阻抗, 复数阻抗 (Ω) |
| H_m ——磁场强度峰值 (A/m) | Z_0 ——传输线特性阻抗 (Ω) |
| I, i ——电流 (A) | a_m ——冲击检流计最大偏转 (mm) |
| I ——声强 (W/m^2) | β ——阻尼系数 |
| I_c ——超导体临界电流 (A) | 位置反馈系数 |
| J ——转动惯量 ($\text{kg} \cdot \text{m}^2$) | γ ——电导率 |
| k ——扭转弹性系数 ($\text{kg} \cdot \text{m}^2/\text{s}^2$) | 相对误差 |
| 常数, 系数 | 共振物质的旋磁比 [$\text{m}/(\text{A} \cdot \text{s})$] |
| K_1 ——检流计电流常数 (A/mm) | γ_n ——引用误差 |
| 电流互感器变比 | Δ ——绝对误差 |
| K_v ——检流计电压常数 (V/mm) | δ ——互感器角差 ($'$) |
| 电压互感器变比 | 介质损耗角 ($^{\circ}$) |
| L ——电感 (H) | δ_i ——随机误差 |
| 距离 | ϵ ——介电常数 (F/m) |
| L_p, L_l, L_w ——声压级, 声强级, 声功率级 (dB) | 系统误差 |
| l ——长度, 距离 (m) | 互感器误差 $\epsilon = f + j\delta$ |
| M ——互感 (H) | η ——频率比 |
| 磁化强度 (A/m) | θ ——平面角, 发射角 (rad) |
| N ——匝数 | 入射角 ($^{\circ}$) |
| n ——介质折射率 | 阻抗辐角 |
| P ——有功功率 (W) | $\hat{\lambda}$ ——随机不确定度估计值 |
| 压力 (Pa) | μ ——磁导率 (H/m) |
| P_s ——极化强度 (C/cm ²) | |

| | |
|-----------------------------------|-----------------------------------|
| μ_0 ——真空磁导率 (H/m) | τ ——时间常数 (s) |
| μ_d ——微分磁导率 (H/m) | 取样时间, 时间间隔 (s) |
| ρ ——电阻率 ($\Omega \cdot m$) | 平均寿命 (s) |
| 密度 (g/cm^3) | φ ——相位角, 相位差 ($^\circ$) |
| σ ——标准差 (均方差或均方根误差) | Φ ——磁通量 (Wb) |
| $\hat{\sigma}$ ——标准差的估计值 | ω ——角频率, 角速度 (rad/s) |

第1章 概述

本章概要介绍电磁测量技术、理论、方法的基本概念,包括界定电磁测量的对象、电磁测量的分类,指出电磁测量的特点和发展趋势,给出测量误差的概念、分类及计算方法,并介绍目前世界上运用越来越普遍的评定测量质量的方法——测量不确定度。

1 电磁测量的对象和分类

测量就是用实验的方法,把被测对象与同类标准量(作为计量单位)进行比较的过程。测量(比较)的结果,可用如下的测量基本方程式表示

$$x = A_x [x_0] \quad (4.1-1)$$

式中: x 为被测对象; $[x_0]$ 为测量单位; A_x 为纯数字值。

1.1 电磁测量的对象

电磁测量是对电磁现象及其变化规律进行定量研究及在电能、电磁信号的各种应用实践中产生和发展起来的测量技术。从广义上说,凡是利用电磁技术进行的测量,都可称为电磁测量,既包括直接对电磁量的测量,也包括对那些非电量转化成电磁量后进行的测量。

电磁测量的对象包括整个电磁频谱范围(从直流到光频)内的电磁元件、回路、材料的有源参量和无源参数。具体包含电磁能量参量,如电压、电流、电功率、电场强度、磁感应强度、电能;电磁信号特性,如频率、周期、波长、相位、延迟、波形、频谱等;电路和材料参数,如电阻、电感、电容、品质因数、介电常数、磁导率、电导率等;电路和器件特性,如增益、衰减、失真度、调幅度、阶跃响应、传递函数等。

1.2 电磁测量的分类

电磁测量有多种分类方法。

(1) 按被测对象的频率范围划分,可分为直流测量、低频(包括超低频、工频、音频)测量和高频(包括高频、甚高频、超高频)测量等,但各频段之间并没有严格的界限,对不同频段测量对象实施测量需采用的测量方法和使用的测量仪器往往不同。

(2) 按被测对象的性质划分,可分为频域测量、时域测量和数字域测量。

1) 频域测量是以被测对象在频率域的特性为依据的测量方法,研究的是被测对象的频率特性(包括幅频特性和相频特性),如被测信号的频谱或被测系统的传递函数等。在频域测量中,常用的测试信号和待测信号是正弦波,所以频域测量又称正弦测量。此外,频域测量通常要等到被测对象达到稳定状态后才实施,所以也称为稳态测量。

2) 时域测量是以被测对象在时间域的特性为依据的测量方法,研究的是被测对象的幅度—时间特性,例如被测信号随时间变化的波形或被测系统的单位阶跃响应、单位冲击响应等。在时域测量中,测试信号和待测信号通常是脉冲或阶跃信号,因此时域测量又称脉冲测量。此外,在时域测量中被测对象是瞬时变化的,因此时域测量也称为瞬态测量。

3) 数字域测量是对以离散时间或事件序列为自变量进行观测,并以逻辑波形、代码或字符形式加以显示的一类测量方法,是为满足数字系统测试和故障诊断需要而发展起来的。

(3) 按获得测量结果的方式划分,可分为直接测量、间接测量、组合测量和软测量。

1) 直接测量。按照这种测量方式,测量结果是通过被测对象与相同性质的作为标准的量进行直接或间接比较而得到的。例如用电流表测量电路中某支路的电流。直接测量可以表示为

$$Y = X \quad (4.1-2)$$

式中: Y 为被测对象的测量结果; X 为实测数据。

2) 间接测量。对于这种测量方式,首先测量一些便于直接测量的电学量或其他物理量,然后根据被测对象与这些物理量之间满足的确定函数关系,通过计算获得被测对象的量值。例如为测量导体的电阻率 ρ ,可通过先直接测量导体的电阻 R 、长度 l 和截面积 S ,然后依据公式 $\rho = RS/l$ 计算得到。间接测量可表示为

$$Y = f(x_1, x_2, \dots, x_m) \quad (4.1-3)$$

式中: Y 为间接测得的被测对象的量值; x_1, x_2, \dots, x_m 表示直接测量得到的与 Y 有关的量。

3) 组合测量。这种测量方式的被测对象一般是两个或两个以上,测量结果是通过与这些被测对象有一定函数关系的一些量的多次直接测量,列出一组方程(方程数目不少于被测对象的数目),再联立求解这组方程而得到的。例如对标准电阻的温度系数 α 、 β 的测量,就属于组合测量。

4) 软测量。随着现代工业生产过程中对控制、运行和管理等方面要求的不断提高,相应对测量的要求也越来越高。解决工业生产过程中测量要求的传统思路是研制新型的过程测量仪器仪表,以硬件仪器和手段实现对被测对象的直接在线测量。而随着信息技术的发展,新的思路则是利用易于获取的其他信息,通过比较复杂甚至相当复杂的计算来完成对被测对象的估计。这通常是利用功能强大的计算机,以软件的方式和手段来实现。20世纪80年代后期出现且应用范围日益广泛的软测量技术,正是上述思想的集中反映。

软测量就是选择与被测对象即被估计变量(也称主导变量)相关的一组可测变量(称作辅助变量),并构造某种以辅助变量为输入、主导变量为输出的数学模型,用计算机软件实现对主导变量即被测对象尽可能准确估计的一种测量方法。

一般来说,由于现代工业生产过程十分复杂,为提高工业生产质量的过程检测和控制水平,建立理想的解析模型是非常困难的,故软测量所能实现的只可能是对被测对象的估计;所利用的手段包括机理分析、系统辨识、状态估计、模式识别、回归分析、人工神经网络、小波变换、模糊数学等理论和技术。

(4) 按测量原理和测量工具的使用方法划分,可分为直接读数测量法和比较测量法。

1) 直接读数测量法。亦称直读法,是直接利用测量仪

表读取确定被测对象量值的方法。这种方法的特点是,作为测量单位复制实物的量具不直接参与测量过程。当然,测量仪表是已被测量单位分度并用标准量具检定过的。直读法设备简单,操作方便,但准确度一般较低,适用范围较窄。

2) 比较测量法。亦称比较法或较量法,是将被测对象与性质相同的标准量(通过量具实现)进行比较,从而得到测量结果的测量方法。这种方法的特点是,测量过程中要有标准量具直接参与。比较法又可分为以下四种。第一种为直接比较测量法,它是将被测对象直接与已知量值的同种量相比较的测量方法。第二种称为零值测量法,它是通过调整已知量值中的一个或几个与被测对象有已知平衡关系的标准量,使之与被测对象平衡(经指零仪表指示),从而确定被测对象量值的一种方法,也称平衡法。第三种即所谓替代测量法,它是用选定的且已知量值的同种量替代被测对象,使之在指示装置上得到相同的效应,从而确定被测对象量值的测量方法。替代测量法还可细分为完全替代测量法和不完全替代测量法。第四种是微差测量法,它是将被测对象与跟它同性质且只有微小差别的已知量相比较,通过测量它们之间的差值来确定被测对象量值的测量方法,又称差值法。

(5) 其他分类方法。电磁测量还有一些分类方法,例如从测量的准确程度可分为工程测量(测量误差从百分之几到千分之几)、精密测量(测量误差从千分之几到千万分之几)和计量(测量误差从十万分之几到亿分之几甚至更小);按测量方式,又可分为本地测量和异地(远程)测量,或者自动测量和非自动测量等。

2 电磁测量的特点和发展趋势

2.1 电磁测量的特点

电能是使用最为广泛的一种能量,而且可以方便地与机械能、化学能、热能等其他形式的能量相互转化。电信号可以通过电缆或空间远距离传送,也可以方便地转化为光信号经光缆传输,而且电信号是最容易以计算机处理的一种信号形式。电能和电磁信号应用的广泛性,已成为当代社会文明的重要标志。因此,电磁测量技术及电磁测量仪器仪表成为整个测量技术和测量仪器仪表的重要组成部分与基础。概括起来,电磁测量有如下一些特点:

(1) 测量范围广,不但所有电学量、磁学量和电路、磁路的参数都能用电磁测量技术加以测量,而且很多非电、磁的量也都可转换成电磁量或电路参数后借助电磁测量的方法被测量。

(2) 测量数值覆盖面宽,例如电阻测量范围可达 $10^{-9} \sim 10^8 \Omega$,直流电流测量范围可达 $10^{-17} \sim 10^5 \text{ A}$ 。

(3) 测量频率覆盖全部电磁频谱范围(包括电子测量的频谱范围)。

(4) 测量准确度高,直流电压、电流测量的相对误差可小到 $\pm 10^{-6}$ 。

(5) 测量灵敏度高,例如可以检测到 10^{-15} A 的直流电流。

(6) 测量速度快,很容易达到 $10^2 \sim 10^3$ 次/s。

(7) 能比较方便地实现自动测量、对测得数据的自动处理、自动控制;很容易与计算机配合并使用数值计算技术,易于实现远程测量和测量过程的自动化。

2.2 电磁测量的发展趋势

随着电能和电磁信号的应用而发展起来的电磁测量及仪

器仪表技术,至今已有近200年的历史。但在20世纪50年代之前,基本上是机械指示的模拟仪表和手动平衡仪器占统治地位,在此期间形成了经典电磁测量技术体系,并在理论上建立了系统架构。在这之后,随着下述几方面技术的进步,电磁测量及仪器仪表技术迅速发展并不断进步。

2.2.1 推动电磁测量及仪器仪表技术进步的若干新技术

(1) 由于核磁共振效应、约瑟夫森效应等新的物理效应的发现和应用以及计算电容理论的建立,电磁计量的准确度和稳定性不断提高,并逐渐与自然基准建立起了联系。

(2) 低噪声电子半导体器件在电磁测量技术和实现手段中的应用,拓宽了电磁测量的量限范围,提高了测量的灵敏度。

(3) 数字技术的发展,使电磁测量仪器仪表采用了不同原理;廉价的通用和专用集成电路芯片获得商业化普及,各种模数转换器、数模转换器、功能变换器的研制成功,使电磁测量技术及仪器仪表的数字化进步更为迅速。

(4) 高稳定性线性集成电路的出现,使各种有源器件得以实用化,在此基础上,大量灵敏度高、抗干扰性好的新型测量线路不断涌现,测量准确度较高的测量新原理不仅提高了实验室仪器的水平,也提高了工业现场和用于恶劣环境的仪器仪表的技术性能。

(5) 数值计算技术的发展并在电磁测量领域中的广泛应用,使电磁测量技术及仪器仪表向着自动化、智能化、系统化和网络化的方向迅速发展。

(6) 不断出现的各类新型传感器,使电磁测量技术及仪器仪表在非电量的测量领域中得以迅速拓展。

2.2.2 对电磁测量技术进一步发展起重要作用的相关技术

近年来,下述各项技术的发展必将对电磁测量技术有更深刻的影响:

(1) 高速模/数转换和高速采样技术的发展以及集成度高、计算速度快的大规模集成电路芯片和计算技术的广泛应用,不仅使多路、快速、自动测量成为现实,并且使电磁测量向各种不同层次的自动测试系统方向发展。

(2) 各种标准接口、总线技术的发展和数字测量技术的不断进步,数据通信和网络技术的发展,使电磁测量与控制、管理的结合更为紧密。

(3) 新的磁光效应、光电效应等新技术在电磁测量中的应用,会产生高可靠、安全性能好的测量新方法和新器件,可进一步拓宽电磁测量技术的应用范围。

3 误差分析

3.1 误差分类和测量结果评定

3.1.1 误差的基本概念

在一定测量条件下,使用测量工具,以某种测量方法对被测对象实施测量,所得测量结果与被测对象真值之间存在的偏差就称为测量误差,简称误差。由于人们的认识能力、测量技术、手段和方法等条件的限制,一般任何测量都存在误差。

3.1.2 误差的分类

3.1.2.1 测量误差的分类

测量误差从其本身的性质和规律出发,可分为如下三类:

(1) 系统误差。在对同一被测对象的多次测量过程中,保持恒定或以一定规律变化的测量误差称为系统误差。

(2) 随机误差。在相同的测量条件下,对同一被测对象

的多次测量中,以不可预知方式变化的无规律性的测量误差,被称作随机误差。

(3) 粗差。又称疏忽误差或过失误差或粗大误差,是指明显偏离被测对象真值的误差。由于错读数据、记录错误、操作仪器失误及计算错误等造成的测量误差,均属于粗差。粗差通常在数值上明显超过同一客观条件下的系统误差或随机误差。

3.1.2.2 测量器具误差的分类

测量器具是测量仪器仪表和量具的统称。测量器具误差是其自身的特定属性和重要技术指标。它与测量误差是两个完全不同的概念。测量器具误差按产生的条件可划分为:

(1) 基本误差。它是测量器具在标准条件下具有的误差。

(2) 附加误差。它是测量器具在非标准条件下增加的误差。它是由外部影响量的变化而引起的,例如因外界温度变化而造成的温度附加误差等。

测量器具的具体技术条件中,大多规定出其基本误差和附加误差的允许值,并以此来确定相应测量器具的准确度等级。

3.2 误差的表示方法

3.2.1 测量误差的表示方法

3.2.1.1 绝对误差

测得结果与被测对象真值的差值称为绝对误差。用 x 表示被测对象的测得值, x_0 表示被测对象的真值,则绝对误差 Δx 表示为

$$\Delta x = x - x_0 \quad (4.1-4)$$

被测对象的真值在一般条件下是不可知的,因此常以约定真值代表真值。约定真值即为了给定的目的,可替代被测对象真值的量值。约定真值又称实际值。

绝对误差有大小、符号和量纲。

3.2.1.2 相对误差

绝对误差与被测对象真值(或实际值)之比称为相对误差,常以百分数表示。如以 γ 表示相对误差,则有

$$\gamma = \frac{\Delta x}{x_0} \times 100\% \quad (4.1-5)$$

为计算方便,也常用测得值 x 代替式(4.1-5)分母中的真值 x_0 。于是,相对误差又可表示为

$$\gamma \approx \frac{\Delta x}{x} \times 100\% \quad (4.1-6)$$

相对误差只有大小和符号,而无量纲。

3.2.1.3 引用误差

引用误差是测量仪器仪表指示值的绝对误差 Δx 与其示值上限(满量程) x_n 之比,常以百分数表示。若用 γ_n 表示引用误差,则有

$$\gamma_n = \frac{\Delta x}{x_n} \times 100\% \quad (4.1-7)$$

引用误差主要用来评价测量仪器仪表的准确度。

3.2.2 测量器具允许误差的表示方法

测量器具是否合格,通常以允许误差作判断标准。允许误差是测量器具检定规程或技术文件规定的测量器具所允许的误差极限值。测量器具的允许误差可用绝对误差、相对误差或引用误差表示。

例如,当测量器具的误差不随被测对象 x 改变时,以绝对误差表示的测量器具的允许误差 Δ 为

$$\Delta = a \quad (4.1-8)$$

式中: a 是以被测对象的单位表示的一个常量。

当测量器具误差随被测对象 x 的变化呈线性变化时,用相对误差表示的测量器具的允许误差为

$$\gamma = \frac{|\Delta|}{x} \times 100\% = b \times 100\% \quad (4.1-9)$$

式中: b 为常数。

当测量器具只有不随被测对象 x 变化的误差时,以引用误差表示的测量器具的允许误差为

$$\gamma_n = \frac{\Delta}{x_n} \times 100\% \quad (4.1-10)$$

式中: x_n 为引用值,也称基值。

测量器具的准确度级别,就是以引用误差允许值的百分数的绝对值来规定的。以 0.5 级模拟指针式电流表为例,0.5 是指沿该电流表刻度有效范围各处的绝对误差的绝对值应小于或等于 $x_n \times 0.5\%$ 。

3.3 随机误差的特性与处理

3.3.1 随机误差的统计特性

随机误差就个体而言,没有任何规律,但经多次重复测量,其总体却具有统计学意义上的规律性。在多数情况下,随机误差服从正态分布规律。根据正态分布曲线,随机误差具有下述四个重要的统计特性。

(1) 有界性。即在一定的测量条件下,随机误差的绝对值不会超过某确定的界限。

(2) 单峰性。即绝对值小的误差比绝对值大的误差出现的机会多。

(3) 对称性。即当测量次数无限增多时,绝对值相等、符号相反的误差出现的机会相同。

(4) 抵偿性。即在以等精度手段测量某一量时,其随机误差的算术平均值随测量次数 n 的无限增多将趋于零,即

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \delta_i = 0 \quad (4.1-11)$$

式中: δ_i 为第 i 次测量的随机误差,即 $\delta_i = x_i - x_0$ 。

3.3.2 算术平均值原理

对被测对象等精度进行 n 次测量,其所有测得值 x_i 的算术平均值 \bar{x} 被定义为

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (4.1-12)$$

当测量总次数 $n \rightarrow \infty$ 时, \bar{x} 的极限值被定义为测得值的总体平均值 a_x ,或称测得值的数学期望值,即

$$a_x = \lim_{n \rightarrow \infty} \bar{x} = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (4.1-13)$$

在等精度多次重复测量中,消除了系统误差之后,随机误差 $\delta_i = x_i - x_0$ 。这样,根据式(4.1-11)表示的随机误差的抵偿性有

$$\begin{aligned} \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \delta_i &= \lim_{n \rightarrow \infty} \left[\frac{\sum_{i=1}^n x_i}{n} - x_0 \right] = \\ &= \lim_{n \rightarrow \infty} (\bar{x} - x_0) = a_x - x_0 = 0 \end{aligned}$$

于是得到

$$a_x = \lim_{n \rightarrow \infty} \bar{x} = x_0 \quad (4.1-14)$$

式(4.1-14)表明,对一系列等精度重复测量得到的测量值,消除了它们的系统误差分量之后,根据无限次测量的总体平均值可得到被测对象的真值。但实际中,由于做不到无限次测量,故通常把多次等精度测量的算术平均值 \bar{x} 作为被测对象的最可信赖值,即当作真值 x_0 的最佳估计值

\hat{x}_0 , 可写成

$$\hat{x}_0 = \hat{a}_x = \bar{x} \quad (4.1-15)$$

这就是算术平均值原理。

3.3.3 方差、标准差及贝塞尔公式

3.3.3.1 方差

方差是指对被测对象进行多次等精度测量, 且测量次数 $n \rightarrow \infty$ 条件下, 各次测得值的随机误差的平方的统计平均值, 具体表示为

$$\sigma^2 = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \delta_i^2 \quad (4.1-16)$$

可见, 方差考虑了每一次测得值的随机误差, 通过平方运算避免了随机误差的抵偿性, 反映了测量数据的离散程度。

3.3.3.2 标准差

标准差是对方差的开方, 用 σ 表示为

$$\sigma = \lim_{n \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \delta_i^2} = \lim_{n \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - a_x)^2} \quad (4.1-17)$$

在消除系统误差后, 因总体平均值 a_x 等于真值 x_0 , 故式 (4.1-17) 可改写成

$$\sigma = \lim_{n \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - x_0)^2} \quad (4.1-18)$$

标准差 σ 又称均方差或均方根误差。

3.3.3.3 贝塞尔公式

标准差是在无限次测量的条件下导出的。在实际应用中, 只可能根据有限次测量得到的数据, 使用贝塞尔公式来估计标准差

$$\hat{\sigma} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \delta_i^2} = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n v_i^2} = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} \quad (4.1-19)$$

式中, $\hat{\sigma}$ 为有限次测量所得标准差的估计值; v_i 为测得值的剩余误差, 又称残差, $v_i = x_i - \bar{x}$; $n-1$ 表示测量次数减去 1, 通常称为自由度。

贝塞尔公式还可以写成

$$\hat{\sigma} = \sqrt{\frac{\sum x_i^2 - n\bar{x}^2}{n-1}} \quad (4.1-20)$$

贝塞尔公式是一个很有用的公式, 在较高档的计算器上都有计算 $\hat{\sigma}$ 的功能, 其程序就是按式 (4.1-20) 编制的。

3.3.4 算术平均值的标准差

随机误差的算术平均值可表示为

$$\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \delta_i = \bar{x} - a_x \quad (4.1-21)$$

当测量次数有限时, 式 (4.1-21) 通常不等于零, 该偏差即是算术平均值 \bar{x} 的标准差, 其估计值为

$$\hat{\sigma}_{\bar{x}} = \frac{\hat{\sigma}}{\sqrt{n}} = \frac{1}{\sqrt{n}} \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n v_i^2} = \frac{1}{\sqrt{n}} \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} \quad (4.1-22)$$

式中: $\hat{\sigma}_{\bar{x}}$ 为测量结果的标准差。

由式 (4.1-22) 可见, $\hat{\sigma}_{\bar{x}}$ 随 n 的增大而减小。实际测量中, 取 n 为 10~20 即可。

3.4 系统误差及其消除方法

3.4.1 系统误差的分类

(1) 按系统误差的来源划分。

1) 方法误差或称理论误差。它是由所依据的测量原理

的不严密或测量方法的不完善引起的误差。

2) 器具误差。它是指由测量器具本身引起的误差。

3) 安装误差。它是因未能正确安装、放置或配置测量器具而造成的误差。

4) 环境误差。它是因测量环境条件与技术条件中规定的不同所引起的误差。

5) 人员误差。它是由于测量人员本身的习惯、特点而引起的误差。

(2) 按系统误差出现的性质划分。

1) 恒值系统误差。它指在整个测量过程中符号和大小都不变的系统误差。

2) 变值系统误差。它又具体分为三类:

a. 累进系统误差, 是指在整个测量过程中随时间不断增大或减小的系统误差。

b. 周期性系统误差, 是指数值和符号呈周期性变化的系统误差。

c. 复杂变化系统误差, 是指需要用较复杂公式或曲线表示其变化规律的系统误差。

3.4.2 系统误差的发现与判断

发现和判断系统误差对能否有效地消除它十分重要。判断系统误差的方法很多, 常用的有用对比检验或统计检验法判断恒值系统误差; 以残差观察法、马利科夫判据法和阿卑-赫梅特 (Abbe-Helmert) 判据法等判断变值系统误差。

3.4.3 系统误差的消除方法

(1) 消除产生系统误差的根源, 或设法防止受到系统误差的影响。为此, 应正确选用测量仪器, 注意仪器的使用条件和方法, 并尽可能克服由测量人员主观原因造成的误差等。

(2) 用修正法减小系统误差。具体需要预先将测量仪器的系统误差检定出来; 把环境条件等影响的系统误差检测出来, 从而得到系统误差的更正值或修正公式 (或者表格、曲线), 以对测量结果进行修正。

(3) 采用专门的测量方法。例如, 为减小恒值系统误差, 应尽可能采用比较测量法即零值法、差值法、替代法和异号法等; 而对随时间变化的线性误差, 可采用对称测量法; 对周期性变化的误差, 可按半周期偶数观察法实施测量等。

3.5 粗差及其判断准则

粗差即明显偏离被测对象真值的测量误差, 含有粗差的测量结果应被剔除。判断粗差除了有物理判别法 (或叫直观判别法) 外, 还有统计判别法。

粗差的统计判别方法很多, 如莱依达准则 (3σ 准则)、肖维特准则、 t_0 检验准则、奈尔检验法、格拉布斯检验法、狄克逊准则、峰度—偏度检验法等。其中莱依达准则用法简便, 适用不太严格的场合, 是较常用的方法; 肖维特准则比较严密, 但它没有涉及置信概率概念; t_0 检验准则概念更为严密, 在精密测量中应用较广泛。但上述三种方法在 GB 4883—1985《数据的统计处理和解释 正态样本异常值的判断和处理》中均未推荐。在 GB 4883—1985 中规定的方法是: 若标准差已知时, 用奈尔检测法; 当标准差未知且检出异常值个数为 1 时, 用格拉布斯检验法; 当出现多个异常值时, 用峰度—偏度检验法或狄克逊准则加以判断。

3.6 误差的合成与分配

3.6.1 误差合成

在间接测量中, 不能直接测得的被测对象是由可直接测

得的若干与之有确定函数关系的参量决定的。已知这种函数关系和直接测得参量的测量误差（也称局部误差），求被测对象总误差的方法，称作误差合成。

3.6.2 误差分配

误差分配是指总误差确定之后，求各局部误差。误差分配是误差合成的反过程。实际中，在制订测量方案时，当总误差被限制在某一允许限度内，要确定各局部误差的允许界限；在设计和制造某种仪器时，为了保证仪器的总误差不超过规定的准确度等级，要对仪器各组成单元提出具体的允许误差要求。这两个例子都属于误差分配问题。对于误差分配，通常不能完全采用数学方法求出一个确定的解。

3.6.3 微小误差准则

为了简化误差的合成或误差的分配过程，应将微小误差忽略而重点关注主要误差项。判断可以忽略的微小误差的原则称作微小误差准则。不同误差合成方法对应的微小误差准则不同。

(1) 对于适合代数综合的误差。数值小于总误差 1/20 的局部误差（在一般工程测量中，可以放宽到 1/10），可当作微小误差予以忽略，即

$$|D_k| < \frac{1}{20} |\Delta y| \tag{4.1-23}$$

式中： D_k 为可忽略的局部误差。

(2) 对于适合均方根合成的误差。数值小于总误差 1/3 的误差可以忽略，即

$$D_k < \frac{1}{3} \sigma_y \tag{4.1-24}$$

对于一般的技术测量问题，微小误差准则要求可放宽，如满足 $D_k < 0.4\sigma_y$ 时，则认为 D_k 可被忽略。

4 测量不确定度

在科学技术的发展中，为了认识事物的本质，需要进行大量的测量工作。由于各种主观和客观因素的影响，通过测量只能获得被测量的估计值或近似值。因而测量结果的质量直接决定了它的使用价值。目前，国际上通常采用测量不确定度作为评定测量结果质量的指标。

4.1 测量质量的评定参数

4.1.1 测量不确定度、误差、准确度和精密度

(1) 测量不确定度（measurement uncertainty）。它表征合理赋予被测对象量值的分散性的参数。

(2) 测量误差（measurement error）。它指测量结果与被测对象量值之间的差值。

(3) 测量准确度（measurement accuracy）。它表示测量结果与真值的一致程度，反映了测量结果中系统误差与随机误差的综合。

(4) 测量精密度（measurement precision）。它是指被测对象多次测量结果重复一致的程度，反映了测量结果中随机误差的大小。

4.1.2 测量不确定度与测量误差的关系

测量不确定度与测量误差有着密切的联系。测量不确定度理论是在测量误差理论的基础上发展起来的，它们具有共同的数学理论基础，只不过利用测量不确定度表述测量结果更能体现测量的本质。测量不确定度与测量误差的区别见表 4.1-1。

4.1.3 测量不确定度与测量准确度的关系

测量不确定度与测量准确度所描述的物理本质是相同

的，即它们都是评价测量结果可靠性的参数。但是，测量准确度涉及到被测量的真值（是测不出的），只能是一个定性的概念，无法量化表示；而测量不确定度涉及到测量结果的大小，可以量化表示。

表 4.1-1 测量不确定度与测量误差的区别

| 名词 | 测量不确定度 | 测量误差 |
|----|-----------------------|--------------------|
| 含义 | 表明被测量测量结果的分散性 | 表明测量结果偏离真值的程度 |
| 性质 | 与人们对被测量以及测量过程的认知等有关 | 客观存在，不以人的认知程度而改变 |
| 符号 | 无正负号 | 有正号或负号 |
| 分类 | 按评定方法，分为 A 类评定和 B 类评定 | 按性质分为随机误差和系统误差 |
| 计算 | 由人们根据实验、资料、经验等信息进行评定 | 当用约定真值代替真值时，可得到估计值 |
| 影响 | 不能用不确定度对测量结果进行修正 | 可利用系统误差的估计值对测量结果修正 |

4.2 测量不确定度的评定

测量不确定度的评定方法见图 4.1-1。

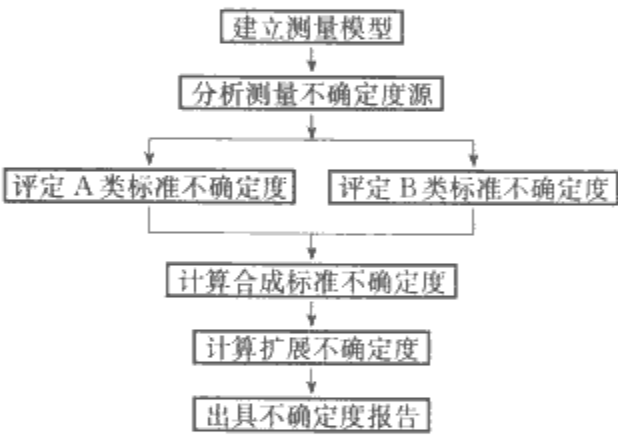


图 4.1-1 测量不确定度的评定方法

4.2.1 测量模型

假设被测量 Y 取决于 N 个量 X_1, X_2, \dots, X_N ，测量模型 $Y = f(X_1, X_2, \dots, X_N)$ 。利用 X_1, X_2, \dots, X_N 的最佳估计值 x_1, x_2, \dots, x_N ，可以得到 Y 的最佳估计值 y ，具体为

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_N) \tag{4.1-25}$$

4.2.2 测量不确定度源

在测量实践中，不确定度源主要来自于：被测对象定义不完善；复现被测对象的方法不理想；被测对象样本不能完全代表被测对象；对测量过程受环境影响的认识不恰当；对模拟式仪器的读数存在人为偏移；测量仪器的计量性能，如灵敏度、分辨力、死区及稳定性等有局限性；测量标准或标准物质的值不准确；引用的数据或其他参量不准确；测量方法和测量程序中的近似和假设；在相同条件下被测对象在重复观测中的变化等。

4.2.3 A 类标准不确定度的评定

A 类标准不确定度是由观测列的统计分析评定的不确定度，也称统计不确定度，以实验标准差表征。

对 $X_i (i = 1, \dots, N)$ 进行 n 次重复测量得到 $x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{in}$ ，那么 $X_i (i = 1, \dots, N)$ 的最佳估计值 x_i 为 $x_i = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n x_{ik}$ ，其

标准不确定度为 $s(x_i)$, 用单次测量的标准不确定度 $s(x_k)$ 计算

$$s(x_i) = s(x_k) / \sqrt{n_i} \quad (4.1-26)$$

这里, $s(x_k)$ 的计算方法有贝塞尔 (Bessel) 法、最大残差法和极差法等。例如, 常用贝塞尔法的计算公式为 $s(x_k) =$

$$\sqrt{\sum_k (x_k - \bar{x})^2 / (n-1)}。$$

4.2.4 B类标准不确定度的评定

B类标准不确定度是由不同于观测列的统计分析评定的不确定度, 也称非统计不确定度, 以等价标准差表征。

B类标准不确定度是根据不同的信息来源, 按照一定的换算关系评定的。例如, 已知 x_i 的某个置信区间 U 以及相应的置信因子 K , 那么 x_i 的 B 类不确定度 $u(x_i) = U/K$ 。

4.2.5 合成标准不确定度的计算

测量结果由其他量值得来时, 按其他量的方差或协方差算出的测量结果的标准不确定度, 称为合成标准不确定度。

当实值输入矢量的各分量彼此相关时, y 的合成标准不确定度 $u_c(y)$ 可利用式 (4.1-27) 计算

$$u_c^2(y) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \frac{\partial f}{\partial x_i} \frac{\partial f}{\partial x_j} u(x_i, x_j) \quad (4.1-27)$$

式中: $\frac{\partial f}{\partial x_i}$ 、 $\frac{\partial f}{\partial x_j}$ 为传播系数或灵敏度系数; $u(x_i, x_j)$ 为 x_i 与 x_j 之间的协方差, 当 $x_i = x_j$ 时, $u(x_i, x_j) = u^2(x_i)$, $u^2(x_i)$ 为 x_i 的标准方差。

式 (4.1-27) 称为不确定度传播律。

为了避免利用双求和符号, 式 (4.1-27) 还可以写为

$$u_c^2(y) = (\nabla_x f) V_x (\nabla_x f)^T \quad (4.1-28)$$

式中: $\nabla_x f$ 为 $1 \times n$ 维矢量, 其元素为灵敏度系数; V_x 为 $n \times n$ 维矩阵, 其元素为 x_i 与 x_j 之间的协方差。

4.2.6 扩展不确定度的计算

扩展不确定度主要用于确定测量结果区间的量, 也称展伸不确定度。合理赋予被测对象的值大部分将落于该区间。扩展不确定度 $U(y)$ 等于覆盖因子 k 与合成不确定度 $u_c(y)$ 的乘积

$$U(y) = k u_c(y) \quad (4.1-29)$$

覆盖因子的选择取决于测量结果的置信水平。

扩展不确定度的有效数字位数一般为 1~2 位。

4.2.7 测量不确定度报告

测量不确定度报告中通常要包括被测对象的结果、展伸不确定度、合成标准不确定度、 t 分布临界值的自由度、置信水平以及包含因子。

如果被测对象 Y 的估计值 y 的展伸不确定度为 U , 并且 y 包含的已定系统误差为 ϵ , 那么测量结果可以表示为

$$y - \epsilon - U \leq Y \leq y - \epsilon + U \quad (4.1-30)$$

4.3 测量不确定度理论的发展

测量不确定度理论与方法的研究虽已有几十年的时间, 但随着测量和计量技术的发展, 测量不确定度理论面临着新的挑战。例如, 多维复杂测量系统的不确定度评定方法、数字信号处理软件的测量质量评定、动态测量系统的不确定度评定、测量不确定度非统计方法的研究等, 这些都还未建立国际通用的规范和标准。因此, 对于测量不确定度理论的研究和应用, 还需要科学家及工程技术人员投入更多的热情和精力。

第2章 电磁量标准器和量值传递

人们对电磁量进行的测量具有实际意义的前提,就是应确保所进行的测量准确可靠。为此,在实施对电学量、磁学量的测量时,应有科学、公认、统一的计量单位,应按照规定定义,能够复现出所需电磁量的单位基准。还应该将基准电磁量与同类电磁量进行量值比较的装置,能按规定的量值传递系统逐级将基准单位电磁量值传递到测量的现场,并应该采用正确的电磁测量方法。本章在概要介绍单位和单位制的基础上,主要阐述电磁量的计量单位、标准器和相应的量值传递系统。

1 单位和单位制简介

1.1 单位

1.1.1 计量单位

一种量的计量单位,是通过协议所选取的数值为1的同类量的一个固定标准量。例如,经17届国际计量会议协议通过,确定将等于光在真空中在 $1/299\,792\,458\text{s}$ 时间间隔内所经过路程的长度称为 1m ,并定义其为长度的计量单位。

1.1.2 基本单位

在众多的物理量中,可以选择某些相互独立的物理量,其他物理量都能通过这些量的组合而加以定义,这些相互独立的物理量就称为基本量。基本量的主单位称为基本单位。基本单位是构成单位制中其他单位的基础。例如在国际单位制中,是以长度、质量、时间、电流、热力学温度、物质的量和发光强度这七个量为基本量,并以它们的主单位为基本单位。

1.1.3 导出单位

遵循物理学法则,由基本量组合推导出的量称为导出量,导出量的单位称作导出单位。例如在国际单位制中,速度是导出量,其单位 m/s 为导出单位。

1.1.4 辅助单位

有些可作为导出单位的计量单位被称为辅助单位。在国际单位制中,平面角的单位弧度和立体角的单位球面度均为辅助单位。

1.1.5 主单位

一种物理量有若干个单位,但只有一个是独立定义的,这个单位就称为主单位,其余的单位则以主单位为基础被定义。例如长度的主单位是 m ,而 km 、 cm 等则按 m 予以定义。

1.1.6 倍数和分数单位

倍数和分数单位是相对于主单位而言的。例如长度的主单位 m 在有些实际应用中不能满足需要,于是又定义了 km 、 cm 、 mm 等作为它的倍数和分数单位。

1.1.7 组合形式单位

指由两个或两个以上单位以相乘或相除形式组合成的新单位,例如电能的单位“ $\text{kW}\cdot\text{h}$ ”。

1.2 单位制

在选定基本单位后,按一定的物理关系可以构成一系列导出单位。由基本单位和导出单位构成的一个完整单位体系称为单位制。显然,单位制会随着选择确定的基本单位的不同而不同。

1.3 国际单位制

国际单位制是在米制单位基础上发展起来的一种单位制,其国际代号为 SI 。国际单位制包括基本单位(米、千克、秒、安培、开尔文、摩尔和坎德拉)、导出单位、辅助单位(弧度、球面度)等三类 SI 单位和 SI 词头,根据 SI 词头构成 SI 单位的倍数和分数单位。国际单位制具有概念明确、结构严密、使用方便等一系列优点,已被国际标准化组织(ISO)和国际电工委员会(IEC)所接受,在国际上被广泛采用。

1.4 法定计量单位

法定计量单位是国家以法令形式规定允许使用的计量单位。

根据1984年2月27日国务院发布的《关于在我国统一实行法定计量单位的命令》,我国的一切生产、贸易和科研等活动中,应一律采用“中华人民共和国法定计量单位”。

我国的法定计量单位包括:

- (1) 国际单位制的基本单位。
- (2) 国际单位制的辅助单位。
- (3) 国际单位制中具有专门名称的导出单位。
- (4) 国家选定的非国际单位制单位。
- (5) 由以上单位构成的组合形式的单位。
- (6) 由词头和以上单位所构成的十进倍数和分数单位。

2 电磁量的计量单位

在电磁学领域,历史上使用过多种单位制,如绝对静电单位制(CGSE)、绝对电磁单位制(CGSM)、高斯单位制(CGS)、绝对实用单位制(MKSA)以及有理化绝对实用单位制等。在阅读使用有关书籍和资料时,要注意其所使用的单位制。目前世界上各国大都在推行国际单位制。

在电磁测量技术领域,采用国际单位制七个基本单位中的前四个,即 m 、 kg 、 s 、 A ,就可以导出其他各种电磁物理量的单位,这样制定的单位称为国际单位制的电磁学单位,它与在电工技术领域已经使用的有理化实用单位制(有理化 m 、 kg 、 s 、 A 制)是一致的。

作为力学基本单位的 m 、 kg 、 s 和电学基本单位 A 都是相互独立定义的,但是为了使电磁力单位与机械力单位相等,在国际单位制中,规定了真空磁导率 μ_0 这个联系电学单位与力学单位的换算系数,具体地, $\mu_0=4\pi\times 10^{-7}\text{N/A}^2$ 。也就是说,国际单位制是直接用电流的力效应来定义电流单位 A 的,即“安培是一恒定电流,若该电流保持在处于真空中相距 1m 的两无限长而圆截面小到可以忽略的平行直导线内,则此两导线之间产生的力在每米长度上等于 $2\times 10^{-7}\text{N}$ ”。电流单位 A 一旦规定,其他电磁量单位就可以根据一系列电磁学公式导出,同时,它们的单位还必须使电功率单位与机械功率单位相等,即满足

$$1\text{W}=1\text{J}\cdot\text{s}^{-1}=1\text{m}^2\cdot\text{kg}\cdot\text{s}^{-3} \quad (4.2-1)$$

图4.2-1给出了国际单位制下电学单位与力学单位之间的关联关系。

表4.2-1是 SI 制电磁学单位表。

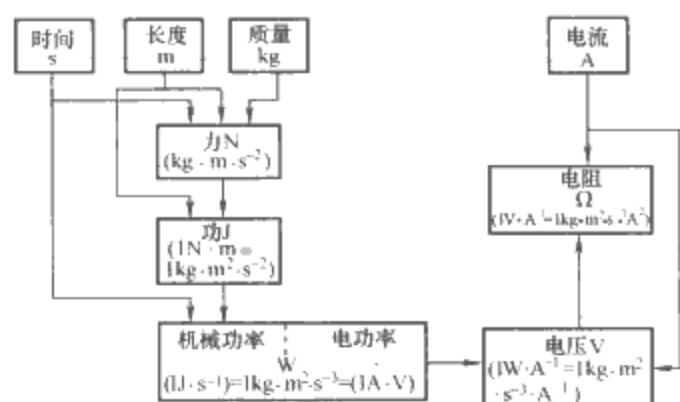


图 4.2-1 国际单位制下电学单位与力学单位之间的关联关系

3 标准量具简介

测量单位不仅需要科学的定义，更重要的是要能通过实验将其复现，用实物基准或自然物理常数将其保存并逐级传递到测量现场。复现、保存和传递单位量值的实物是标准量具。对标准量具而言，根据其在单位量值传递过程中的地位和作用又分为基准器、标准器和工作量具。

3.1 基准器

基准器是用现代科学技术所能达到的最高准确度来复现和保存计量单位的器具。基准器由国家的法制计量部门保存，作为国家处理计量业务和法定依据的科学基础。基准器又分为主基准、副基准、工作基准和作证基准。工作基准用于直接向标准器传递量值单位。作证基准主要是用于监视工作基准的变化，以保证工作基准的准确度，减少主基准的使用，同时也起到量值保持作用。

3.2 标准器

标准器是准确度等级仅低于基准器的标准量具，是计量部门检定工作量具的标准。根据用途和实现的可能，标准器又有一等标准器和二等标准器之分。

3.3 工作量具

工作量具是供生产或生活中进行测量所使用的器具，按其准确度的不同又分为若干个等级。

4 电磁量的基准器

现行的电磁量单位国家主基准系统，是以 SI 单位制的基本单位安培和几个最重要的导出单位 (V、Ω、F、H) 为基础的。

电磁量计量单位基准器依据其构成方式，可分为绝对测量基准、实物基准和自然基准。

4.1 电磁量绝对测量基准

绝对测量基准是依据定义通过其他基本单位来复现的单位基准。例如直接按照力学量的基本单位 (m、kg、s)，通过复杂的物理量间的表征关系建立起来的电磁学单位基准，就是电磁量的绝对基准。

(1) 电学量基本单位安培的绝对测量基准，是利用电流的力效应，通过对几何尺寸的测量得出力与电流的转换系数，所涉及的装置是电流天平和电动力计。上述原理的一个改进方案，是用计算电容得出电阻的单位，再利用改进的电流天平，从而无需测量线圈的几何尺寸即可得出力与电流的转换系数。

此外，利用质子的回旋磁比 γ_p ，通过对质子在磁场中产

生的核磁共振频率的测量来确定磁感应强度 B ，进而可得出产生磁场的电流值。此法称为核磁共振法，它不仅可用来实现电流单位安培并监视安培的长期变化，也成为测量磁感应强度的基础方法。

(2) 导出量电压的单位伏特，是利用不同电位的两平行板间的静电引力效应，通过对极板和两极板之间间隙几何尺寸的测量，并依据真空介电常数 ϵ_0 来确定的电压与力之间的转换系数。此法称为开尔文静电计法。

(3) 阻抗单位 (Ω、F、H) 的绝对测量基准是利用计算电容和计算互感复现的。计算电容是依据 A. M. 汤普森 (A. M. Thompson) 和 D. G. 兰帕德 (D. G. Lampard) 所提出的一个静电学的新定理，通过对确定形状电容器呈柱状的电极长度的测量，并依据真空中的光速 c_0 来确定的电容量。计算互感是基于坎贝尔 (Campbell) 线圈，由该线圈的几何尺寸以及真空中的磁导率 μ_0 确定的互感量。

4.2 电磁量实物基准

电学量的实物基准主要有标准电池和标准电阻。这些实物基准用来保存国家的单位量值。实物基准的主要特点是有很高的稳定性，且相比绝对测量基准易于复制和使用。

(1) 电压单位伏特的实物基准器，是一组特定的化学标准电池的平均电动势，其值约为 1.018 6V。

标准电池是一种可逆性原电池，其内部各种物质成分纯净，配方严格，化学性能稳定。根据其中电解液浓度的不同，标准电池又分饱和标准电池和不饱和标准电池。图 4.2-2 是饱和标准电池的原理结构。

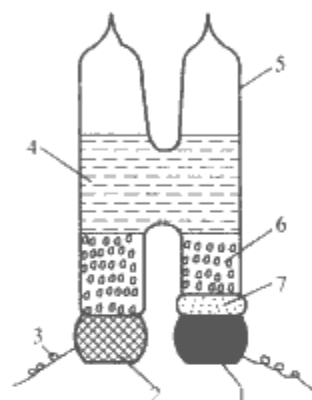


图 4.2-2 饱和标准电池的原理结构

1—汞（正极）；2—铂汞齐（负）；3—铂引线；4—硫酸镉饱和溶液；5—玻璃外壳；6—硫酸镉酸晶；7—硫酸亚汞

饱和标准电池的长期稳定性很高，但温度系数较大，其电动势与温度间的关系可表示为

$$E_t = E_{20} - 39.94 \times 10^{-6} (t - 20) - 0.929 \times 10^{-6} (t - 20)^2 + 0.009 0 \times 10^{-6} (t - 20)^3 - 0.000 06 \times 10^{-6} (t - 20)^4 \quad (4.2-2)$$

式中： E_t 为温度 t 下的电动势，V； E_{20} 为 20℃ 下的电动势，V； t 为温度，℃。

饱和标准电池在温度恒定情况下保存和使用，其电动势变化极小，可作为国家基准器和高等级标准电池。非饱和标准电池的稳定性比饱和标准电池低，但其内阻小且温度系数小，一般作为低等级的标准电池使用。标准电池的主要技术特性见表 4.2-2。

(2) 电阻单位欧姆的实物基准器，是一组特定的汤姆孙型（或类似型式）的精密线绕电阻器的平均电阻值，其值约为 1Ω。标准电阻器采用电阻温度系数小、对铜热电势低且稳定度高的退火电阻合金丝来绕制，绕制方法要保证残余电感和分布电容足够小。这种线绕标准电阻要密封在充以干燥空气或惰性气体的双壁壳体内。

标准电阻与温度的关系可表示为

$$R_t = R_{20} [1 + \alpha(t - 20) + \beta(t - 20)^2] \quad (4.2-3)$$

式中： t 为摄氏温度； α 、 β 对应着标准电阻器的一次、二次温度系数； R_{20} 表示温度为 20℃ 时的电阻值。

实际使用时，在标准电阻器的检定证书中都给出 R_{20} 、 α 和 β 的具体数值。标准电阻器的主要技术特性见表 4.2-3。

表 4.2-2 标准电池的主要技术特性

| 类型 | 稳定度 级别 | 在温度+20℃时电动势 的实际值 (V) | 在 1min 内最大允许 流过的电流 (μA) | 在一年中电动势 的允许变化 (μV) | 温度 (℃) | | 内阻值不大于 (Ω) | | 相对湿度 (%) |
|-----|-----------|-------------------------|----------------------------|-----------------------|-----------|----------|---------------|----------|-------------|
| | | | | | 保证 准确度 | 可使 用于 | 新的 | 使用 中的 | |
| 饱和 | 0.000 2 | 1.018 590 0~1.018 680 0 | 0.1 | 2 | 19~21 | 15~25 | 700 | | ≤80 |
| | 0.000 5 | 1.018 590 0~1.018 680 0 | 0.1 | 5 | 18~22 | 10~30 | 700 | | ≤80 |
| | 0.001 | 1.018 590~1.018 680 | 0.1 | 10 | 15~25 | 5~35 | 700 | 1500 | ≤80 |
| | 0.005 | 1.018 55~1.018 68 | 1 | 50 | 10~30 | 0~40 | 700 | 2000 | ≤80 |
| | 0.01 | 1.018 55~1.018 68 | 1 | 100 | 5~40 | 0~40 | 700 | 3000 | ≤80 |
| 不饱和 | 0.005 | 1.018 80~1.019 30 | 1 | 50 | 15~25 | 10~30 | 500 | | ≤80 |
| | 0.01 | 1.018 80~1.019 30 | 1 | 100 | 10~30 | 5~40 | 500 | 3000 | ≤80 |
| | 0.02 | 1.018 6~1.019 6 | 10 | 200 | 5~40 | 0~50 | 500 | 3000 | ≤80 |

表 4.2-3 标准电阻器的主要技术特性

| 准确度级别 | 电阻名义值 (Ω) | 功率 (W) | | 电压 (V) | | 使用环境条件 | |
|-------|------------------------------------|--------|-----|--------|-----|--------|----------|
| | | 额定值 | 最大值 | 额定值 | 最大值 | 温度 (℃) | 相对湿度 (%) |
| 一等 | 10 ⁻³ ~10 ⁵ | 0.03 | | | | 20±1 | <80 |
| 二等 | 10 ⁻³ ~10 ⁵ | 0.1 | | | | 20±2 | <80 |
| 0.005 | 10 ⁻³ ~10 ⁵ | 0.1 | 0.3 | | | 20±5 | <80 |
| 0.01 | 10 ⁻⁴ | 0.1 | | | | 20±10 | <80 |
| | 10 ⁻³ ~10 ⁵ | 0.1 | 1 | | | 20±10 | <80 |
| | 10 ⁻¹ ~10 ⁻³ | 1 | 3 | | | 20±10 | <80 |
| | 10 ⁶ ~10 ⁷ | | | 100 | 300 | 20±10 | <70 |
| 0.02 | 10 ⁻⁴ ~10 ⁵ | 0.1 | 1 | | | 20±15 | <80 |
| | 10 ⁶ | | | 100 | 300 | 20±15 | <70 |
| | 10 ⁷ | | | 300 | 500 | 20±15 | <70 |
| 0.05 | 10 ⁻⁴ | 1 | 10 | | | 20±15 | <80 |
| | 10 ⁶ ~10 ⁸ | | | 300 | 500 | 20±15 | <70 |

4.3 电磁量自然基准

自然基准是将单位的复现建立在物理自然现象基础之上而构建的基准。与实物基准相比，自然基准的优点是永不变化，不会被天灾人祸所损坏，可按规定的物理条件在任何时间、任何地点独立地复现，从而可减少量值传递层次，提高测量准确度。在电磁学领域，近年来的进步趋势是利用冯·克里青发现的量子化霍尔效应建立电阻单位的自然基准；基于约瑟夫森效应建立电压单位的自然基准。

(1) 电阻单位自然基准。根据量子化霍尔效应 (QHE)，可以得到量子化霍尔电阻的表达式

$$R_H(i) = h/(ie^2) = R_K/i \quad (i \text{ 为正整数}) \quad (4.2-4)$$

式中： h 为普朗克常数； e 为电子电荷量； R_K 为冯·克里青常数， $R_K=h/e^2$ 。

可见， R_H 仅由电子电荷量 e 和普朗克常数 h 决定，其单位在 SI 单位制中是欧姆 (Ω)。因此，通过 QHE 可以建立电阻单位的自然基准。近年来，此项工作有了很大进展，

测出的 $R_K=R_H(1)=h/e^2\approx25\,812.8\Omega$ 在 10^{-9} 量级的不确定度范围内用来定义和保存各国的电阻单位，是与 SI 单位制的欧姆相一致的。

(2) 电压单位的自然基准。世界上许多国家的国家级计量机构已经用约瑟夫森效应来定义和保存电压单位。约瑟夫森器件处在频率为 f 的微波辐射下，辐射频率与量子化约瑟夫森电压之间满足如下关系

$$U_J(i) = \frac{if}{K_J} \quad (4.2-5)$$

式中： $U_J(i)$ 为量子化的约瑟夫森电压； f 为辐射频率； K_J 为约瑟夫森常数， $K_J=2e/h$ ； i 为正整数。

约瑟夫森器件相当于一个完美的频率—电压转换器，其比例常数为 K_J ，由于频率很容易被测得很准，所以约瑟夫森效应可用来定义和保存电压的单位伏特。

5 电磁量单位的量值传递

单位量值传递分两种情况：一种是把一个或几个物理量

的单位量值传递到另一个物理量上去；另一种是同物理量的单位量值，由计量基准传递到计量标准直至工作计量。我国的这两种电磁量的单位量值传递系统如下。

5.1 电磁量单位传递系统

我国目前是依据三个基本单位（m、s、kg）、四种方法（量子化霍尔效应、约瑟夫森效应、计算电容和核磁共振法）和五个基本物理常数（真空中光速 c_0 ，冯·克里青常数 $R_K = h/e^2$ ，约瑟夫森常数 $K_J = 2e/h$ ，质子回旋磁比 γ_p 和重力加速度 g ）来确定所有电磁量的单位。

图 4.2-3 是电磁量单位传递总系统表。电磁量的所有单位都可以追溯到三个基本单位，即由铯原子钟决定的秒（s）、由光速 c_0 定义的米（m）、由千克原器决定的千克（kg）及真空磁导率 μ_0 。然后，通过核磁共振法决定安培（A）；以计算电容法决定阻抗单位；利用 QHE 和约瑟夫森效应分别确定电阻和电压的单位。确定了电磁量的上述主要单位后，再通过相应的传递系统，就构成了整个电磁量量值单位的传递体系。

5.2 同一电磁量单位量值的传递系统

图 4.2-4~图 4.2-7 分别是由计量检定规程规定的电压单位、电阻单位、电容单位及电感单位从国家基准到工作量具的传递检定系统。

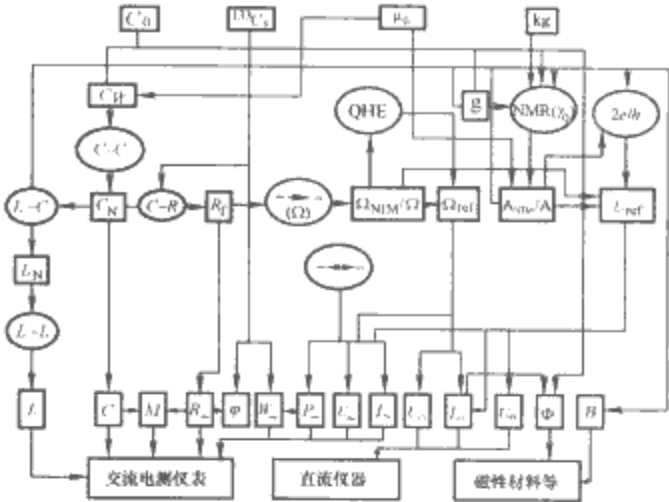


图 4.2-3 电磁量单位传递总系统表

c_0 —真空中光速； C_N —标准电容； M —互感标准； ^{133}Cs —铯原子； L_N —标准电感； R —交流电阻标准； μ_0 —真空磁导率； V_{ref} —国家电动势基准； φ —相位标准； kg —千克原器； Ω_{ref} — 1Ω 国家基准； W —交流电能标准； R_f —电阻频率特性计算标准； P —系统功率标准；QHE—量子化霍尔效应； $\Omega_{\text{NIM}}/\Omega$ —电阻的绝对测量； $C_{\text{计}}$ —计算电容；NMR—核磁共振法； A_{NIM}/A —电流的绝对测量； I_{ac} —交流电流标准； $2e/h$ —约瑟夫森常数； U_{ac} —交流电压标准； R —直流电阻标准； $C-C$ —电容过渡电桥； \sim —交直流转换； U —直流电压标准； g —重力加速度； \sim —电阻的交直流转换； $L-L$ —电感电桥； L —电感单位标准； Φ —磁通标准； $L-C$ —谐振电桥； $C-R$ —电容电阻电桥； C —电容单位标准； B —磁感应强度标准

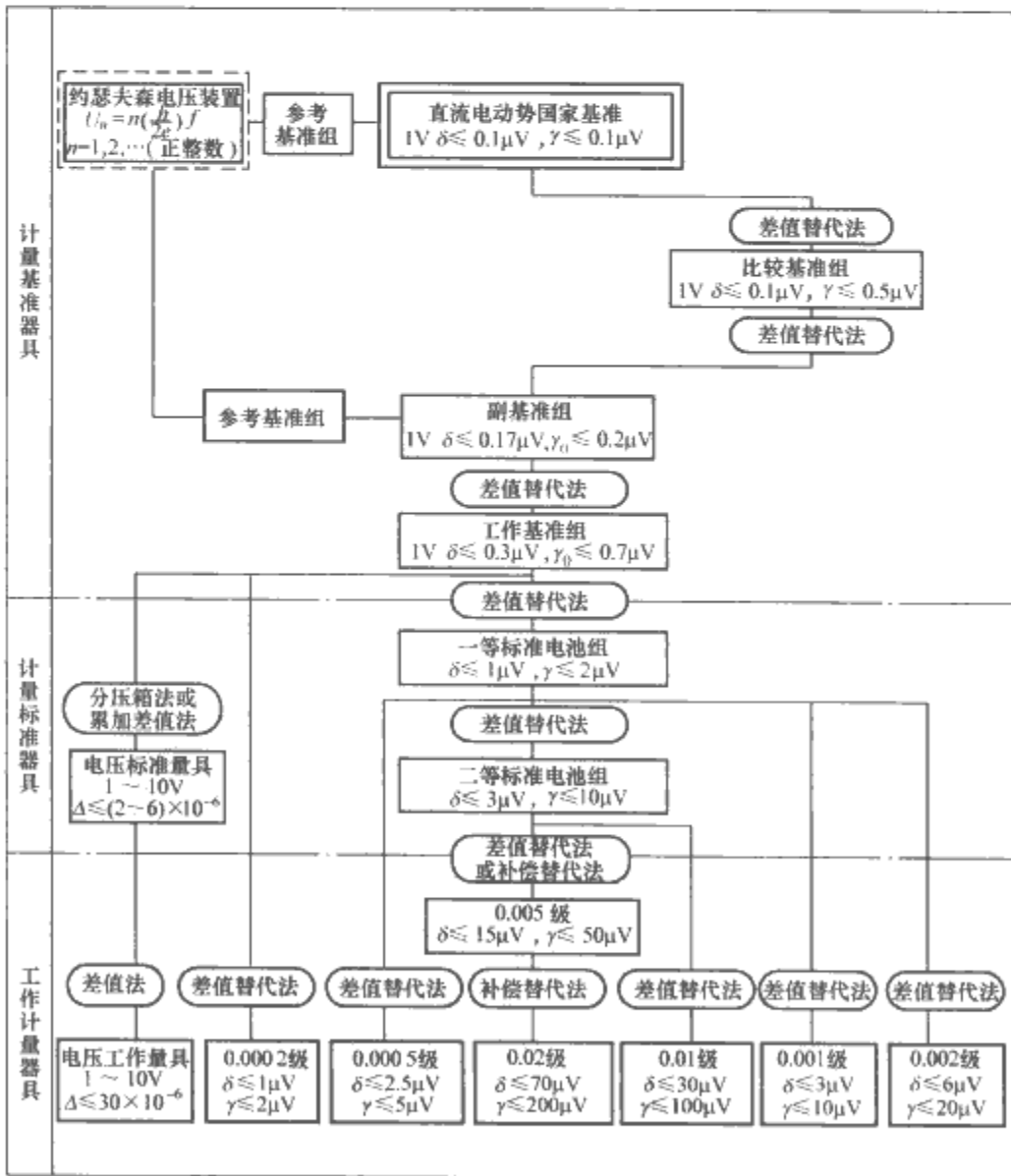


图 4.2-4 直流电动势计量器具检定系统

h —普朗克常数； e —电子电荷量； f —频率； δ —不确定度（ $K=3$ ）； γ —单只标准电池电动势年变化值； γ_0 —成组标准电池电动势年变化值； Δ —年稳定度（用科学标记法表示）

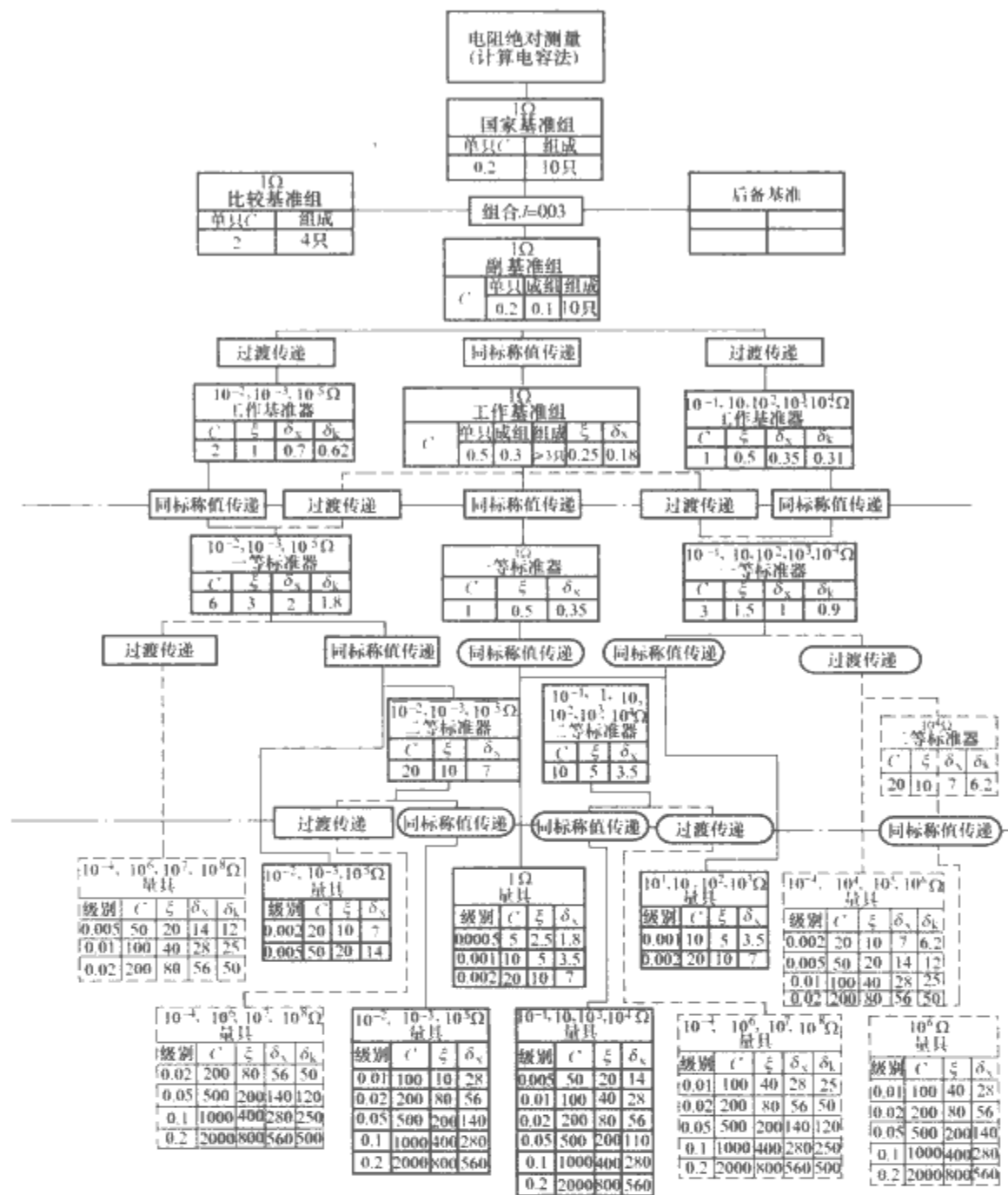


图 4.2-5 直流标准电阻器检定系统
C—等级指数； ξ —传递误差； δ_x —比较误差； δ_k —过渡误差； σ —组合随机误差（单位均为 10^{-6} ）

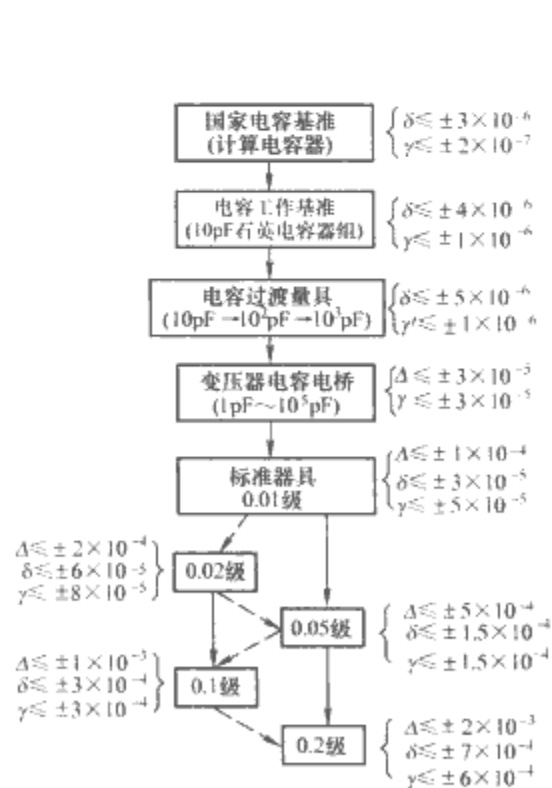


图 4.2-6 标准电容器检定系统
 δ —实际值的极限测量误差； Δ —极限固有误差；
 γ —允许年稳定度； γ' —允许短期稳定度
注：按虚线检定时，必须引用标准器的实际值。

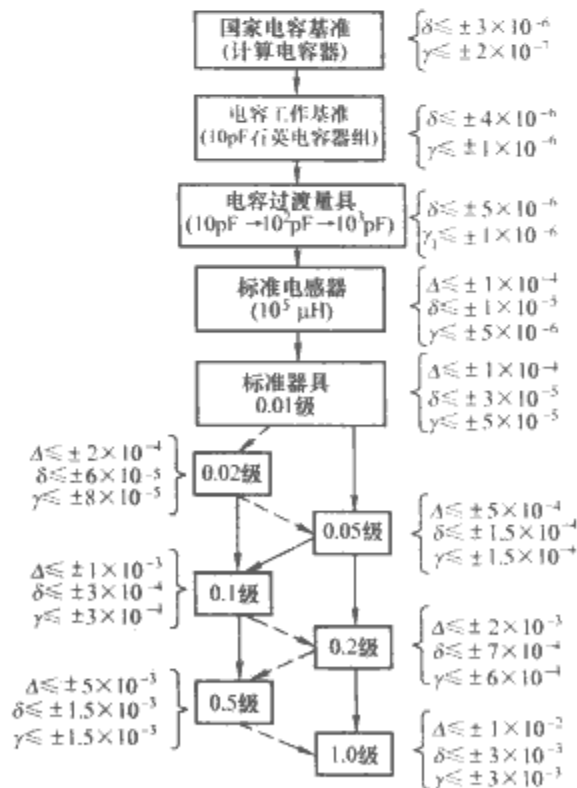


图 4.2-7 标准电感器检定系统
 δ —实际值的极限测量误差； Δ —极限固有误差；
 γ —允许年稳定度； γ' —允许短期稳定度
注：按虚线检定时，必须引用标准器的实际值。

第3章 电测量原理和方法

在电磁测量理论和技术领域，电测量原理及其实现方法占据着重要地位，并发挥着十分重要的作用。本章在简要介绍电测量的被测对象范围、分类方法以及测量技术特点的基础上，重点阐述直流、低频交流电学量以及元器件参数的测量原理和测量方法，其中测量方法既有模拟的，也有涉及数字的。

1 测量对象和测量技术特点

1.1 被测对象

经典的电测量，从测量对象上看，主要是指对在直流、低频下工作的电学量及电路元器件参数的测量，通常包括直流电压 (U)、直流电流 (I)、直流功率 (P)、直流电阻 (R)；频率不高于 20kHz 的交流电压 (u)、交流电流 (i)、有功功率 (P)、无功功率 (Q)、视在功率 (S)、电能 (W)、频率 (f)、交流电阻 (R)；电感 (L)、电容 (C)；交流电阻的时间常数 (τ)、电感器的品质因数 (Q) 和电容器的介质损耗角正切 ($\tan\delta$) 等。近些年来，随着供电系统谐波问题受到普遍关注，在不少场合，也要求测量谐波电压 ($U_j, j=2, 3, \dots$)、谐波电流 ($I_j, j=2, 3, \dots$) 和谐波功率 ($P_j, j=2, 3, \dots$)。另外，随着人们对供电质量关注程度的不断提高，对电压波动和闪变的测量也已提上日程。

1.2 被测对象的分类

按被测对象的频率特性进行划分，可分为直流测量和交流测量。而按测量方式分类，可分为直接测量、间接测量、组合测量和软测量。按照测量方法进行分类，可分为直读法和比较法，其中，比较法又可进一步分为直接比较法、平衡法、微差法和替代法。再则，如果按给出测量结果的方式分类，可分为数字化测量和模拟测量。而若按照被测对象的数值范围分类，又可分为大信号测量、中等量值测量和微小信号测量。几种被测对象量值的分段范围见表 4.3-1。

表 4.3-1 几种被测对象量值的分段范围

| 种类 | 小 | 中 | 大 |
|-----------------|--------------------------|-------------------------|---------------------|
| 直流电流 (A) | $10^{-17} \sim 10^{-6}$ | $10^{-6} \sim 10^2$ | $10^2 \sim 10^5$ |
| 交流电流 (A) | $10^{-7} \sim 10^{-3}$ | $10^{-3} \sim 10^3$ | $10^3 \sim 10^5$ |
| 直流电压 (V) | $10^{-10} \sim 10^{-4}$ | $10^{-4} \sim 10^2$ | $10^2 \sim 10^6$ |
| 交流电压 (V) | $10^{-7} \sim 10^{-3}$ | $10^{-3} \sim 10^3$ | $10^3 \sim 10^5$ |
| 电阻 (Ω) | $10^{-9} \sim 10^{-1}$ | $10^{-1} \sim 10^6$ | $10^6 \sim 10^{20}$ |
| 电容 (F) | $10^{-18} \sim 10^{-10}$ | $10^{-10} \sim 10^{-4}$ | $10^{-4} \sim 10^2$ |
| 电感 (H) | | $10^{-5} \sim 10^0$ | |

1.3 电测量技术的特点

(1) 测量准确度高。与其他一些测量领域相比，电测量技术的测量准确度是比较高的。例如，中等量值电压的测量准确度可达 10^{-6} ；中等量值直流电阻的测量准确度可达 10^{-8} ；在频率为 20Hz~20kHz 范围内对中等量值交流电阻

的测量准确度可达 10^{-6} 。

(2) 测量范围宽。例如，直流电压量值的测量范围可以为 $10^{-10} \sim 10^6$ V，甚至更高；对电阻量值的测量，可以为 $10^{-11} \sim 10^{17} \Omega$ 。

(3) 测量仪表种类多。例如，用于测量直流低频电学量的仪表种类就很多，从生产现场用的各种开关板式仪表，到实验室用的高精度电位差计、电流比较仪、电桥以及高准确度数字仪表等，其种类可达百种以上。

(4) 具有智能化特征。由于微处理器、嵌入式系统等的应用，使仪器仪表具有记忆、判断、数据处理和结果分析反馈甚至自校正等智能化功能。

1.4 电测量技术的发展趋势

(1) 组建自动测试系统。随着电工技术和电力生产的不断发展，对电测量的要求越来越高。在某些场合所需测量的电学量繁多，要求测量速度快，存储测量结果的容量大，并需要完成对大量测量结果的数据处理、分析和反馈工作，而这是单个电测量仪器仪表所不能胜任的，只有构建自动测试系统才能完成。

(2) 极值测量。所谓极值测量，是指被测电学量信号的量值向更小和更大的方向延伸，尤其是微弱电信号检测在宇航工程、生物医学和军事探测等方面有大量的现实需求。

(3) 传统测量方法与高新技术相结合。一些传统的电测量方法，例如比较测量法具有准确度高、灵敏度高和方法成熟等优点，但其较难于实现自动化。而计算机技术的应用，为电测量仪器仪表的智能化和实施测量的自动化提供了可靠基础。但目前的应用大多还处在测量环节与运算环节彼此分立的状态，还没有从测量方式和测量原理的高度来改进仪器仪表的构建。因此，将高新技术与传统测量方法有机结合，在充分发挥计算机、现代数学、网络、超大规模集成电路器件、新材料等作用的前提下，从测量原理上进行探索，研制更高性能的电测量仪器仪表势在必行。

2 电压和电流的测量

测量电压和电流时，可参考表 4.3-2 中测量电压或电流的仪器仪表的测量范围和误差，以正确地选用相应的仪器仪表。

表 4.3-2 电压、电流测量仪器仪表的测量范围及误差

| 仪器仪表 | 电流测量 | | 电压测量 | |
|--------------------|-------------------------------|---------|------------------------------|---------|
| | 测量范围(A) | 误差(%) | 测量范围(V) | 误差(%) |
| 动态电容放大器 电子测量放大器 | 直流 $10^{-15} \sim 10^{-5}$ | 5~2 | — | — |
| | 直流 $10^{-12} \sim 10^{-4}$ | 2~0.1 | 直流 $10^{-7} \sim 10^{-3}$ | 2.5~0.1 |
| | 交流 $10^{-10} \sim 10^{-4}$ | 0.5~0.1 | 交流 $10^{-7} \sim 10^{-2}$ | 0.5~0.1 |

续表

| 仪器仪表 | 电流测量 | | 电压测量 | |
|--------|-------------------------------|-----------|------------------------------------|-----------|
| | 测量范围(A) | 误差(%) | 测量范围(V) | 误差(%) |
| 检流计 | 直流 $10^{-11} \sim 10^{-6}$ | 根据定标 | 直流 $10^{-9} \sim 10^{-7}$ | 根据定标 |
| 指示仪表 | 直流 $10^{-7} \sim 10^2$ | 2.5~0.1 | 直流 $10^{-3} \sim 5 \times 10^5$ | 2.5~0.1 |
| | 交流 $10^{-4} \sim 10^2$ | 2.5~0.1 | 交流 $10^{-3} \sim 5 \times 10^5$ | 2.5~0.1 |
| 直流电位差计 | 直流 $10^{-7} \sim 10^4$ | 0.1~0.005 | 直流 $10^{-4} \sim 2$ | 0.1~0.001 |
| 交流电位差计 | — | — | 交流 $10^{-4} \sim 2$ | 0.5~0.1 |
| 数字万用表 | 直流 $10^{-12} \sim 2$ | 0.003 | 直流 $10^{-9} \sim 2 \times 10^3$ | 0.000 3 |
| | 交流 $10^{-12} \sim 2$ | 0.03 | 交流 $10^{-9} \sim 2 \times 10^3$ | 0.007 |

2.1 中等量值电压和电流的测量

直、交流电压和电流测量线路如图 4.3-1 所示。

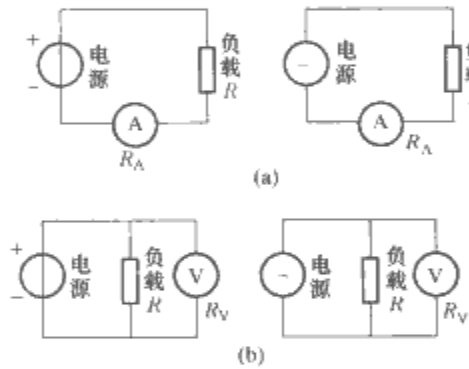


图 4.3-1 直、交流电压和电流测量线路
(a) 测量电流；(b) 测量电压

测量电压时，并入测量线路的电压表的内阻 R_V 应远大于负载电阻 R ， R/R_V 至少应小于或等于电压表允许误差的 1/5。

测量电流时，串入测量线路的电流表的内阻 R_A 应远小于负载电阻 R ， R_A/R 至少应小于电流表允许误差的 1/5，否则电流表串入后，将明显改变被测的电流值。

2.2 电压和电流的精确测量

2.2.1 用电位差计测量

2.2.1.1 用直流电位差计测量直流电压

用电位差计测量直流电压如图 4.3-2 所示。检流计开关 S 接 1 侧，调电阻 R_P ，改变工作电流 I ，使检流计 P 指零，工作电流 I 被调定。再将检流计开关 S 改接至 2 侧，并调节电阻 R ，使检流计重新指零，则有

$$U_X = RI = \frac{R}{R_S} E_S$$

(4.3-1)

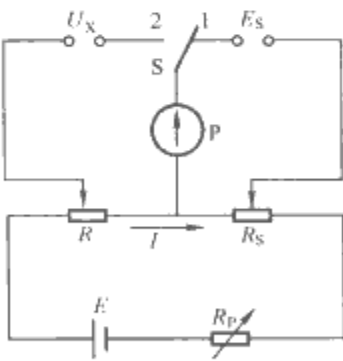


图 4.3-2 用电位差计测量直流电压

U_X —被测电压； E_S —标准电池电动势； E —供电电源； P —检流计； R_S —确定工作电流及温度补偿盘电阻； I —工作电流； S —转换开关； R —测量盘电阻； R_P —工作电流调节盘电阻

测量误差取决于 E_S 的误差以及 R 与 R_S 的比率误差，其误差范围为 $10^{-3} \sim 10^{-6}$ 。用电位差计测量时，由于不消耗被测电路的能量，故可以测量电动势。直流电位差计的测量范围为 $10\text{mV} \sim 2\text{V}$ ，最小分度值为 $0.1 \sim 1\mu\text{V}$ 。

当被测电压的数值大于电位差计的测量限值时，可采用电阻分压器扩大量程。

2.2.1.2 用直流电位差计测量直流电流

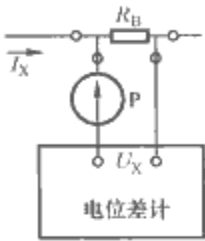


图 4.3-3 用电位差计测量直流电流
 R_B —标准电阻； I_X —被测电流； P —检流计； U_X —电位差计测得的电位差

用电位差计测量直流电流如图 4.3-3 所示。被测电流 I_X 流经四端钮式标准电阻 R_B ，在其上产生电压 U_X ，用电位差计测量此电压（在检流计 P 指零条件下），即可求得被测电流。

测量时应注意：

- 1) 通过标准电阻的电流值不应超过其允许值。
- 2) 标准电阻的电流引线端接被测电流，电位引线端接电位差计。

由上述可见，测量电流的误差比测量电压的多了一个因素 γ_{R_B} ，即标准电阻的误差。该方法测量直流电流

的范围为 $10^{-7} \sim 10^4\text{A}$ 。

2.2.2 用交直流比较仪测量

用交直流比较的方法是先将交流电流、交流电压转换为直流量再进行测量，从而达到对交流电流、电压精确测量的目的。常见的几种交直流比较仪的原理及参数见表 4.3-3。

表 4.3-3 交直流比较仪原理及参数

| 名称 | 热电比较仪 | 电动比较仪 | 静电比较仪 | 整流变换器 |
|----------|------------------------------------|----------------------------------|--------------------------------|-------------------------------|
| 原理 | 交直流量加于热电变换器，当热电偶的热电动势相等时，交直流的有效值相等 | 当电动系测量机构与磁电系测量机构的力矩相等时，交直流的有效值相等 | 当交流测量机构与直流测量机构的力矩相等时，交直流的有效值相等 | 正弦交流量经过整流变换器变换成脉动直流量，测量的是其平均值 |
| 交流误差 (%) | 0.01~0.1 | 0.02~0.1 | 0.001~0.01 | 0.05~0.5 |
| 频带 (Hz) | 0~10 ⁴ | 0~10 ³ | 0~10 ⁷ | 0~10 ³ |
| 交直流量作用次序 | 非同时（同时） | 同时 | 同时（非同时） | 同时 |
| 交换时间 | 长 | 短 | 较长 | 最短 |
| 过载能力 | 差 | 好 | 较差 | 好 |
| 适用范围 | 电流、电压、功率 | 电流、电压、功率 | 电流、电压、功率 | 电流、电压、功率 |
| 测量操作方式 | 手动 | 手动、半自动 | 手动 | 自动 |

2.2.3 用数字万用表测量

用数字万用表能够既快速又准确地测量电压和电流。其直流电压测量范围为 $(10^{-9} \sim 2 \times 10^3)\text{V}$ 。最佳量程时，90 天内测量准确度为 3×10^{-6} 。最高测量速度为 1000次/s 。

交流测量时，可同时显示频率和有效值。

2.3 大电流测量

2.3.1 直流大电流的测量

表 4.3-4 几种测量直流大电流方法的测量原理、测量范围及误差

| 测量方法 | 原 理 | 原 理 电 路 | 测量范围 (A) | 误差 (%) |
|--------|--|-----------------------|------------------|-------------------|
| 分流器法 | <p>被测电流 I_X 经电流引线端流过分流器电阻 R 并产生压降 U_X，用电压测量装置(毫伏表、电位差计或数字电压表)测出分流器两电位引线端的电压 U_X，则</p> $I_X = \frac{U_X}{R}$ | <p>用外附分流器扩大指示仪表量限</p> | $10 \sim 10^4$ | $0.5 \sim 0.1$ |
| 直流互感器法 | <p>在直流互感器中，铁心被交直流线圈同时激励，直流引起铁心饱和程度的改变，造成交流线圈电抗的大小发生变化，使得一、二次侧匝数保持相等。若 I_1 为被测直流，则通过测量交流平均值 I_2 便可计算出 I_1，即</p> $I_1 = \frac{N_2}{N_1} I_2$ <p>式中：N_1 为一次回路的绕组匝数；N_2 为二次回路的绕组匝数</p> | <p>用直流互感器扩大指示仪表量限</p> | $10^2 \sim 10^5$ | $1 \sim 0.1$ |
| 直流比较仪法 | <p>直流比较仪将被测直流电流 I_1 所产生的磁通势与另一个易于测量的电流 I_2 产生的磁通势在铁心中相比较，当磁通势平衡时，有</p> $I_1 = \frac{N_2}{N_1} I_2$ <p>式中：N_1 和 N_2 相应为一、二次侧绕组的匝数</p> | <p>直流比较仪原理示意</p> | $10^3 \sim 10^6$ | $0.2 \sim 0.0001$ |
| 霍尔大电流仪 | <p>霍尔片是一种半导体元器件，当它在磁轭中由被测母线电流 I 产生的磁场 H 作用时，则在其一对边上会产生霍尔电动势，具体为</p> $E = K H I_0$ <p>式中：I_0 为在霍尔片另一对边上施加的恒定激励电流；K 为霍尔常数。</p> <p>E 与 H 有单值函数关系。测量出霍尔电动势，即可测得 H，进而可求得 I 的值</p> | <p>霍尔大电流测量仪原理示意</p> | $10^2 \sim 10^4$ | $2 \sim 0.2$ |

2.3.2 交流大电流的测量

测量交流大电流最常用的方法，是借助仪用电流互感器扩大交流电流表的量限，如图 4.3-4 所示。以这种方法测量交流大电流，仪用电感器还起到将测量线路与主线路隔离开的作用，这对测量高压下的电流尤为重要。仪用电流互感器的变比误差由千分之几至十万分之几，其二次电流的额定值大多为 5A。在借助仪用电流互感器测量大电流时，其二次回路绝不允许开路，且二次回路的接地端钮

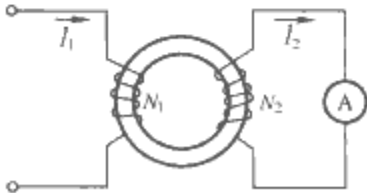


图 4.3-4 用仪用电流互感器扩大交流电流表的量限

必须牢靠接地。

在图 4.3-4 所示的测量原理线路中，被测电流的有效值 I_1 可由式 (4.3-2) 求得

$$I_1 = \frac{N_2}{N_1} I_2 = K I_2 \tag{4.3-2}$$

式中： K 为仪用电流互感器的变比， $K = N_2 / N_1 = I_1 / I_2$ ； I_2 为二次回路电流的有效值，额定值为 5A。

此外，采用磁位计法或磁光效应法也可测量交流大电流。

2.3.3 脉冲大电流的测量

有关脉冲大电流的测量方法可见参考文献 [1，7]。

2.4 高电压测量

测量高电压的主要方法及原理见表 4.3-5。

2.5 微小电压和微小电流的测量

2.5.1 用检流计测量微小电压和电流

用检流计可以测量 10^{-6}V 和 10^{-8}A 量级甚至更小的电压和电流,也可以将检流计作指零仪表使用,以确定测量线路中是否有电流或电压。

检流计的主要参数是灵敏度、临界电阻和振荡周期等。不同的测量需求,对检流计的这些参数的要求也不同。故在实际中,应按测量任务选用合适的检流计。再有,在使用检流计测量微小电压或微小电流时,需先进行定标,以确定它的电压或电流常数。

2.5.2 用放大器扩大指示仪表的量限

测量放大器有电子放大器、光电放大器和磁放大器等。在实际中,电子放大器用得较多。为了取得稳定的放大倍数,多采用深负反馈放大电路。

为了改善放大器的性能,直流放大器多采用调制—放大—解调的原理。其中,用动态电容调制的放大器应用广泛,其技术指标如下:

- (1) 测小电压。最高灵敏度为 10^{-5}V/mm ; 测量范围为 $(3\times 10^{-4}\sim 10)\text{V}$; 输入阻抗为 $10^{15}\Omega$; 误差为 0.2% 。
- (2) 测小电流。最高灵敏度为 10^{-17}A/mm ; 测量范围为 $(3\times 10^{-16}\sim 10^{-5})\text{A}$; 输入阻抗为 $10^6\sim 10^{12}\Omega$; 误差为 2% 。

3 功率和电能的测量

功率、电能测量仪表的测量范围及误差见表 4.3-6。

表 4.3-6 功率、电能测量仪表的测量范围及误差

| 被测对象 | 仪器仪表 | 测量范围 | 误差 (%) |
|-----------|-----------|---|-----------------|
| 直流功率 | 电流表、电压表 | $0.1\text{mA}\sim 50\text{A}$, $1\sim 600\text{V}$ | $2.5\sim 0.1$ |
| | 功率表 | $1\sim 1000\text{V}$, $0.025\sim 10\text{A}$ | $2.5\sim 0.1$ |
| | 电位差计 | 由分压器、分流器的测量范围而定 | $0.1\sim 0.005$ |
| | 数字功率表 | $1\sim 600\text{V}$, $0.1\sim 10\text{A}$ | $0.1\sim 0.01$ |
| 直流电能 | 直流电能表 | | $2\sim 1$ |
| 单相交流功率 | 功率表 | $1\sim 1000\text{V}$, $0.025\sim 10\text{A}$ | $2.5\sim 0.1$ |
| | 交流电位差计 | 小功率 | $0.5\sim 0.1$ |
| | 交直流比较仪 | $10\sim 600\text{V}$, $0.01\sim 10\text{A}$ | $0.1\sim 0.01$ |
| | 数字标准功率电能表 | $1\sim 600\text{V}$, $0.1\sim 10\text{A}$ | $0.1\sim 0.01$ |
| 单相交流电能 | 交流电能表 | $110\sim 220\text{V}$, $1\sim 50\text{A}$ | 2 |
| | 数字标准功率电能表 | $50\sim 400\text{V}$, $0.1\sim 10\text{A}$ | $0.2\sim 0.02$ |
| 三相交流功率和电能 | 三相功率表 | 直接接通 $1\sim 1000\text{V}$ | $2.5\sim 0.1$ |
| | 三相电能表 | $0.025\sim 10\text{A}$ | $2\sim 0.5$ |
| | 三相标准功率电能表 | 由电压互感器、电流互感器的测量范围而定 $50\sim 400\text{V}$, $0.1\sim 5\text{A}$ | $0.2\sim 0.02$ |

3.1 直流功率和直流电能的测量

3.1.1 用电流表和电压表测量直流功率

直流功率 P 为电压 U 与电流 I 的乘积,即 $P=UI$ 。利用电流表和电压表测量直流功率的原理电路如图 4.3-5 所示。注意,图 4.3-5 (a) 与图 4.3-5 (b) 的接法不同,其测量结果略有差别。在图 4.3-5 (a) 中,电压表测量的是负载电压与电流表电压之和;而图 4.3-5 (b) 中,电流表所测量

的是负载电流与电压表电流之和。一般情况下,电流表的电压降很小,所以多采用图 4.3-5 (a) 的接法实施测量。但在测量低压大电流时,要采用图 4.3-5 (b) 的接法。在精密测量中,电压表消耗的功率不难计算,便于在测量值中消除,故也采用图 4.3-5 (b) 的接法。

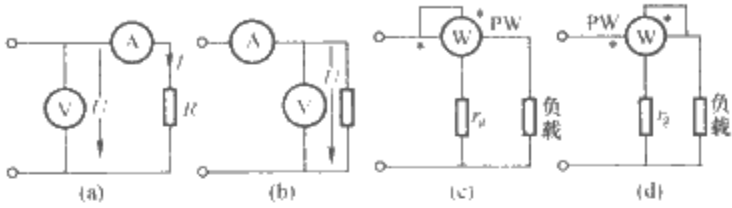


图 4.3-5 用电流表、电压表和功率表测量直流电路功率
(a) 用电流表、电压表测量直流功率接法 1; (b) 用电流表、电压表测量直流功率接法 2; (c) 用功率表测量直流功率接法 1; (d) 用功率表测量直流功率接法 2
PW 功率表; r_g 电压线圈的附加电阻;
* 电源端钮,即电流电压线圈的起端

3.1.2 用功率表测量直流功率

功率表的选择见表 4.3-6。功率表的电压线圈有两种接法,如图 4.3-5 (c) 和图 4.3-5 (d) 所示,也存在方法误差,具体选择哪种接线方法,与用电流表、电压表测量功率时的考虑原则相同。

3.1.3 直流电能的测量

用电动式或水银式直流电能表测量直流电能(可参见本篇第 4 章的 2)。在 $20\%\sim 150\%$ 的额定电流范围内,直流电能表的测量误差不大于 2% 。

3.2 单相交流功率和电能的测量

交流功率可分为有功功率 P 、无功功率 Q 和视在功率 S 。当被测正弦交流电路的电压有效值为 U , 电流有效值为 I 以及两者的相位差为 φ 时, $P=UI\cos\varphi$, $Q=UI\sin\varphi$, $S=UI=\sqrt{P^2+Q^2}$ 。 S 可按图 4.3-5 (a) 和图 4.3-5 (b) 线路用交流电压表和电流表间接测量出来。

3.2.1 用功率表测量有功功率

实际中,常用电动系或铁磁电动系功率表测量有功功率;频率较高时,可用热电系或电子式功率表实施测量,测量线路如图 4.3-6 所示。

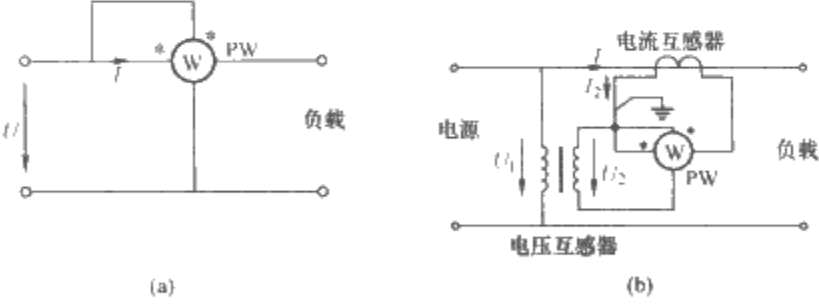


图 4.3-6 用功率表测量单相有功功率
(a) 直接接入; (b) 经互感器接入

U 电压; I 电流; PW 功率表; * 电源端钮;
 I_2 —二次电流; U_2 —二次电压

3.2.2 单相交流无功功率的测量

单相交流无功功率要用单相无功功率表进行测量,其接线方法与测量有功功率相同。此外,根据关系式 $Q=\sqrt{S^2-P^2}$,也可由测得的 P 和 S 计算出 Q 。

3.3 三相交流功率和电能的测量

3.3.1 一表法测量三相有功功率和电能

当有中点的三相三线制电路或三相四线制电路完全

对称时,可采用一表法测出其任一相的功率和电能,测得结果的3倍即为整个被测三相电路的功率和电能。

3.3.2 两表法测量三相有功功率和电能

这种方法仅适用于三相三线制电路,不论负载对称与否均可使用,其接线如图4.3-7(a)所示。图4.3-7(a)中给出的三种接法是等价的,习惯上常用最左侧的接线方式。对应于图4.3-7(b)的电压、电流相量图,两功率表的指示值 P_1 和 P_2 分别为

$$\left. \begin{aligned} P_1 &= U_{AB} I_A \cos(30^\circ + \varphi) \\ P_2 &= U_{CB} I_C \cos(30^\circ - \varphi) \end{aligned} \right\} \quad (4.3-3)$$

这两块表读数的代数和即为被测三相电路的有功功率。当 $|\varphi| > 60^\circ$ 时,其中一块表的指针将反转,此时,要经转相开关倒相后再进行测量,但计算总功率时,反转表的读数应取负值。对三相有功电能的测量也如此。

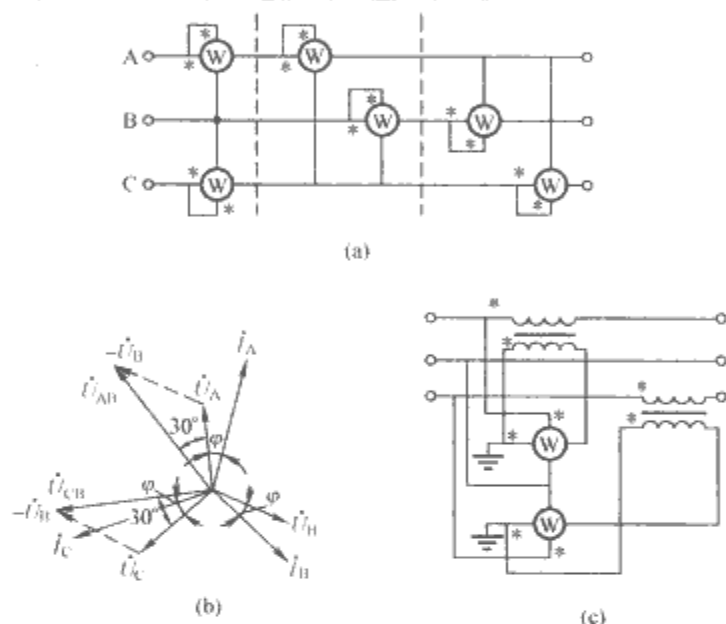


图 4.3-7 两表法测量三相有功功率和电能
(a) 两表法接线图; (b) 相量图;
(c) 经电流互感器的接线图

3.3.3 三表法测量三相有功功率和电能

三表法适用于三相三线制、三相四线制对称或不对称电路。这种方法实际上是用三块单相功率表分别测量各相的功率或电能,各表读数之和即为整个被测三相电路的功率或电能。该方法主要用于三相四线制电路。依据此原理制成的专用表,称为三元件功率表或电能表。

3.3.4 用有功表跨相 90° 接线测量三相无功功率和无功电能

当三相电压对称且负载也对称时,可仅用一块功率表测量三相电路的无功功率,其接线和所测量的电压、电流之间的相位关系等如图4.3-8(a)和图4.3-8(b)所示。图4.3-8(a)中,最左侧的功率表的读数为 $U_{BC} I_A \cos(90^\circ - \varphi) = U_{BC} I_A \sin \varphi$,恰好是该对称三相电路无功功率的 $1/\sqrt{3}$,所以,该读数乘上 $\sqrt{3}$ 即得被测对称三相电路的无功功率。仿此,用两块功率表测量三相电压对称或不对称电路无功功率时,两块功率表的读数之和再乘以 $\sqrt{3}/2$,即可得整个三相电路的无功功率。而用三块功率表时,将三块功率表的读数之和乘以 $1/\sqrt{3}$ 即得三相无功功率。对三相电路无功电能的测量也相同。

3.3.5 以有功功率两表法线路测量三相无功功率和电能

当电压对称且负载也对称时,采用图4.3-7(c)的接线方式也可测量无功功率。它与测量有功功率的不同之处在于:测量有功功率时,是取两功率表读数的代数和;而测量无功功率时,则要取两功率表读数之差再乘以 $\sqrt{3}$ 。对三相

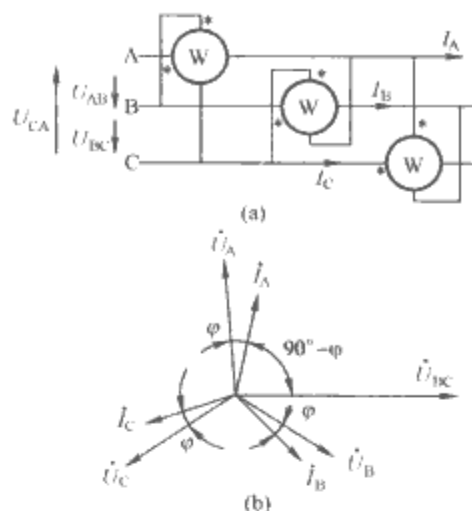


图 4.3-8 有功功率表跨接 90° 接线图
(a) 接线图; (b) 相量图

无功电能的测量也相同。

3.3.6 用三相无功电能表测量三相无功电能

三相无功电能可用两元件三相无功电能表或三元件三相无功电能表进行测量。该方法适用于负载完全对称或简单不对称的三相电路。

3.4 功率和电能的精确测量

3.4.1 直流功率的间接测量

用电位差计或数字电压表分别测量出电压 U 和电流 I ,再由公式 $P=UI$ 便可计算出直流功率。

3.4.2 用标准数字功率电能表测交流功率和电能

标准数字式功率电能表既能测量功率也能测量电能,其精确测量范围在 $0.2\% \sim 0.02\%$,目前常用的基于时分割乘法器的标准表,适用于交流功率和电能的测量。

3.4.3 用热电比较仪测量交流有功功率

热电比较仪常用桥式线路构建,如图4.3-9所示。图4.3-9中,上桥臂由两个相等的电阻 R 组成;下桥臂由两个热偶加热丝电阻 r_1 、 r_2 组成。两热偶的热电动势都与所流过电流的平方成正比,并且特性完全一致,两热偶对接时,其热电动势的差值正比于被测的功率,即

$$(i + i_u)^2 - (i - i_u)^2 = 4i i_u \quad (4.3-4)$$

用记忆电位差计记忆两热电动势的差值,以直流量代替交流量接入比较仪,调整直流量,使热电动势之差与接入的交流量相等时,则用电位差计测得的直流功率即等于被测的交流有功功率。

3.4.4 用热电法测量功率和电能

耗费时间较少的另一种热电测量法,是使 $(i + i_u)$ 产生的热能与 $(i - i_u)$ 加直流 $2I$ 所产生的热能相等,即 $(i + i_u)^2 = [(i - i_u) + 2I]^2$,再取时间平均值,得 $I^2 = i i_u$ 。

这种方法的原理电路如图4.3-10所示。流过多元热电变

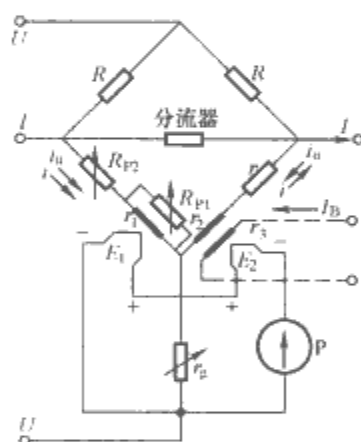


图 4.3-9 热电比较仪原理
 U —电压端钮; I —电流端钮;
 R —分路电阻; i_u —电压分路
电流; i —电流分路电流;
 E_1 、 E_2 —热偶输出电动势;
 r_1 、 r_2 —串于桥臂的热偶加热
丝电阻; r_3 —补差加热丝电阻;
 I_B —补差电流; r — r_2 桥臂附
加电阻; r_g —电压线路附加电
阻; P —检流计

换器的加热丝的交流电流，是由电流输入回路电压 u_i 和电压输入回路电压 u_u ，通过电阻 R 和运算放大器 A1 获得的。倒相电压 $-u_u$ 是通过运算放大器 A2 和 2:1 的感应分压器取得的。开关的位置决定了流过加热丝的电流是 $(i_i + i_u)$ 还是 $(i_i - i_u)$ ，调节直流电流 I ，使开关 S 向上时，热电变换器输出电压 U_{TH} 与开关 S 向下并加入直流电流 I 时所产生的 U_{TH} 相等。 I 流过电阻 $R/2$ 产生压降 U ，则 U 的平方等于 u_i 与 u_u 的乘积的时间平均值，即 $U^2 = u_i u_u$ 。这个测量系统的特点是，只需测量出一个直流电压，就可以确定交流量的乘积。

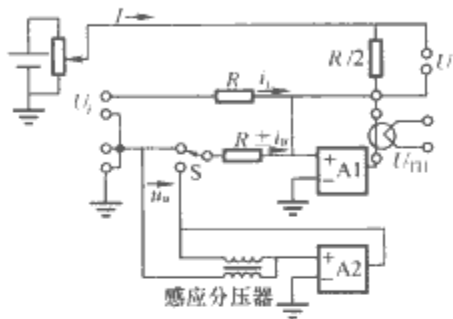


图 4.3-10 热电乘法器原理电路图

3.5 特殊条件下的功率测量

3.5.1 低功率因数下功率的测量

低功率因数一般指 $\cos\varphi$ 小于 0.2 的情况，测量低功率因数下的功率，常采用基于时分割乘法器制成的低功率因数功率表或电动系低功率因数功率表。具体测量线路与前述的相同。

3.5.2 超低频功率的测量

采用热电比较仪可以测量超低频功率。当交流频率为 0.5~10Hz，采用一般交流仪表测量功率时，仪表的指针将出现摆动，影响正确读数；而采用微机采样计算式原理的功率表测超低频功率效果较好。

4 相位差、功率因数和频率的测量

4.1 相位差的测量

4.1.1 用指示仪表测量相位差

测量相位差的指示仪表有电动系、电磁系、铁磁电动系及变换式相位表等。在没有相位表时，可分别用电压表、电流表和功率表测出 U 、 I 和 P 的值，按公式 $\cos\varphi = P/UI$ 计算出 $\cos\varphi$ ，进而可求得电压、电流相位差 φ 的值。也可用有功功率表和无功功率表测出 P 和 Q 的值后，按公式 $\tan\varphi = Q/P$ 计算出 $\tan\varphi$ ，再求出 φ 的值。

4.1.2 用数字相位表测量相位差

常用的数字化相位差测量方法有两种，即相位—时间转换法和相位—电压转换法。图 4.3-11 和图 4.3-12 分别示出了这两种相位差测量方法的原理框图。

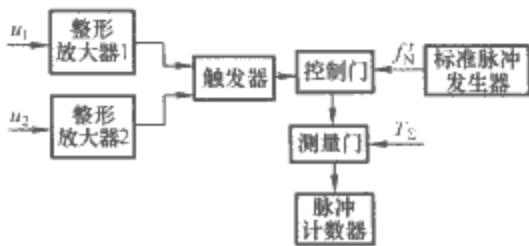


图 4.3-11 相位—时间转换原理框图

在图 4.3-11 所示的原理线路中，脉冲计数器的计数值正比于两输入电压信号 u_1 与 u_2 的相位差 φ 。对应图 4.3-12 所示的原理线路，数字电压表测得的控制门输出的电压平均

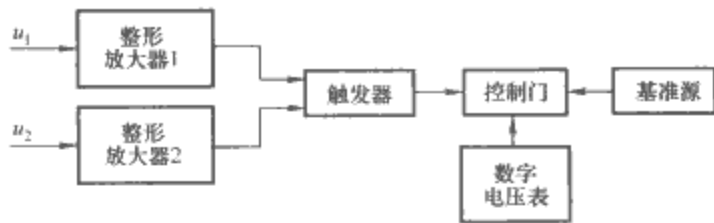


图 4.3-12 相位—电压转换原理框图

值，正比于两路输入信号的相位差 φ 。

采样算法也是测量相位差的数字化方法，该方法主要用于构建复杂的交流参数测量装置。

4.1.3 用双线示波器测量相位差

用双线示波器测量相位差的具体方法和原理可见参考文献 [4]。

4.2 功率因数的测量

4.2.1 用指示仪表测量功率因数

有功功率与视在功率之比即为功率因数，它在数值上等于被测电路电压与该电压产生的电流相位差 φ 的余弦 $\cos\varphi$ 。一些测量相位角的指示仪表也有 $\cos\varphi$ 刻度，即有直接测量 $\cos\varphi$ 的功能，故可直接用于测量 $\cos\varphi$ 。由前述间接测量相位差的方法可见， $\cos\varphi$ 也可利用电压表、电流表和功率表间接测量出来。

4.2.2 用数字式仪表测量功率因数

可以用数字相位表先测量出 φ ，然后再算出 $\cos\varphi$ 的值。也可以利用基于采样原理的交流参数微机化测量装置测量功率因数。

4.3 频率的测量

4.3.1 用指示仪表测量

用于测量频率的指示仪表有电动系、电磁系、铁磁电动系、变换式和振簧式仪表等。测量频率的接线方法与测量电压的接线相类似。

4.3.2 用数字频率计测量

数字频率计测量范围宽，测量准确度也较高。在频率低于 1000Hz 时，常采用测量周期的数字化方法测量频率。而当频率较高时，常常是直接对其实施数字化测量。有关数字频率计的原理，可参见本篇第 8 章的 2。

5 交、直流电路元件参数的测量

5.1 直流电阻的测量

常用直流电阻测量仪表的测量范围及误差见表 4.3-7。

表 4.3-7 常用直流电阻测量仪表的测量范围及误差

| 测量仪表名称 | 测量范围 (Ω) | 误差范围 (%) |
|--------------|---------------------|-----------|
| 电位差计 | $10^{-2} \sim 10^6$ | 0.1~0.005 |
| 双比电桥 (开尔文电桥) | $10^{-6} \sim 10^2$ | 2~0.01 |
| 三次平衡电桥 | $10^{-6} \sim 10^3$ | 2~0.01 |
| 单比电桥 | $10 \sim 10^6$ | 1~0.01 |
| 数字欧姆表 | $10^{-2} \sim 10^8$ | 0.1~0.02 |
| 安培表、毫伏表 | $10^{-3} \sim 10^6$ | 1~0.2 |
| 欧姆表 | $10^{-2} \sim 10^6$ | 5~0.5 |
| 检流计 | $10^6 \sim 10^{12}$ | 5~1 |

续表

| 测量仪表名称 | 测量范围 (Ω) | 误差范围 (%) |
|----------|------------------------------------|----------|
| 直流放大器 | 10 ³ ~10 ¹² | 5~0.5 |
| 电容充放电 | 10 ¹¹ ~10 ¹⁴ | 1~0.1 |
| 超高阻电桥 I | 10 ⁸ ~10 ¹³ | 1~0.03 |
| 超高阻电桥 II | 10 ¹⁴ ~10 ¹⁷ | 5~1 |
| 数字万用表 | 10 ⁻¹ ~10 ¹¹ | 2~0.1 |

5.1.1 中、低值电阻的测量

一般将 1~10⁶Ω 的电阻定义为中值电阻，低于该范围的电阻就称为低值电阻；高于该范围的称作高值电阻。中、低值电阻的测量方法见表 4.3-8。除表 4.3-8 中所述的方法外，还可用万用表、欧姆表、数字欧姆表等直接测量电阻。对微小电阻，还可用恒流源法测量，即用准确、恒定的电流 I 通过被测电阻 R_X ，用电压表测出 R_X 上的电压降 U_X ，可求得电阻

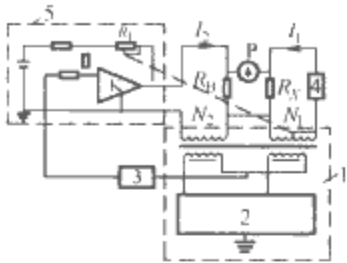
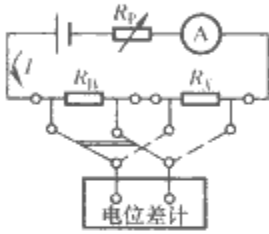
$$R_X = \frac{U_X}{I}$$

(4.3-5)

表 4.3-8 中、低值电阻的测量方法

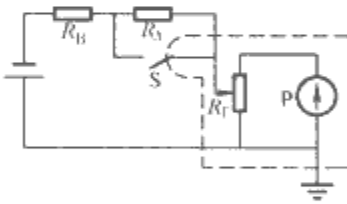
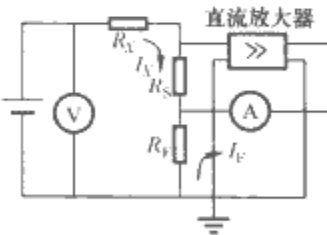
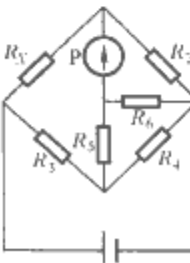
| 测量方法 | 测 量 原 理 | 线 路 图 | 备 注 |
|--------------|---|--|--|
| 电压表、 电流表法 | <p>测量中值电阻时，利用图 (a) 所示电路，被测电阻</p> $R_X = \frac{U}{I - \left(\frac{U}{R_V}\right)}$ <p>测量小电阻时，利用图 (b) 所示电路，被测电阻</p> $R_X = \frac{U}{I} - R_A$ <p>式中：U、I 分别为电压表和电流表读数；R_V、R_A 分别为电压表、电流表内阻</p> |  <p>用电压表和电流表测量电阻的原理线路</p> | <p>用于中、低值电阻的测量，当 $R_V \gg R_X$ 或 $R_A \ll R_X$ 时，$R_X \approx \frac{U}{I}$。$\frac{I}{I_V}$ 和 $\frac{R_X}{R_A}$ 值越大，方法误差越小</p> |
| 比较法 | <p>用可变电阻调定电流后，先测量出标准电阻 R_B 上的电压，读取 U_B，然后测 R_X 上的电压，读取 U_X，则</p> $R_X = \frac{U_X}{U_B} R_B$ <p>读取 U_B、U_X 的指示仪表，可以是检流计、毫伏表和电压表</p> |  <p>用比较法测量电阻的原理线路</p> | <p>用于测量中值电阻，要求读取 U_B 和 U_X 的指示仪表的功耗应远小于 R_B 和 R_X 的功耗，且 R_B 和 R_X 的值应在同一数量级内</p> |
| 单比电桥法 | <p>当电桥平衡后，被测电阻</p> $R_X = \frac{R_1}{R_2} R_B$ <p>有关单比电桥线路的工作原理，参见本篇第 6 章的 1.3</p> |  <p>用单比电桥测量电阻的原理线路</p> | <p>用于中值电阻的测量</p> |
| 双比电桥法 | <p>当电桥达到平衡时，被测电阻</p> $R_X = \frac{R}{R_1} R_B + d$ $d = \frac{rR}{R' + R_2 + r} \left(\frac{R_2}{R_1} - \frac{R'}{R} \right)$ <p>式中：R_B 为标准电阻；R_1、R_2 为桥臂电阻；R、R' 是调节平衡用的电阻。 测量时应尽量使 d 项更小，以便忽略</p> |  <p>用双比电桥测量电阻的原理线路</p> | <p>用于小电阻的精确测量。要求：① r 应尽可能小； ② 保证 $\frac{R_2}{R_1} - \frac{R'}{R} = 0$</p> |

续表

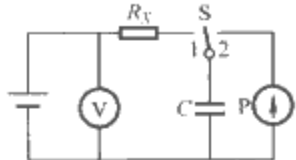
| 测量方法 | 测 量 原 理 | 线 路 图 | 备 注 |
|----------|---|---|-----------------------|
| 电流比较仪电桥法 | <p>基于电流比较仪式的电桥，利用磁通平衡（安匝平衡）原理，使电阻比等于匝数比，即</p> $R_X = \frac{N_1}{N_2} R_H$ <p>详细原理请参见本篇第6章的1.3</p> |  <p>用电流比较仪测量电阻的原理线路</p> | 用于电阻的精确测量，测量误差可达百万分之一 |
| 电位差计法 | <p>在测量回路中通以电流 I（不大于 R_H 和 R_X 的额定电流值），用电位差计测得标准电阻 R_H 上的电压 U_H 和被测电阻 R_X 上电压 U_X，则</p> $R_X = R_H \frac{U_X}{U_H}$ |  <p>用电位差计测量电阻的原理线路</p> | 用于电阻的精确测量 |

5.1.2 高值电阻的测量 还要考虑温度、湿度、试验电压的性质和数值以及导电途径等多种因素的影响。常用的测量高值电阻的方法见表4.3-9。

表 4.3-9 高值电阻的测量方法

| 测量方法 | 测 量 原 理 | 线 路 图 | 备 注 |
|-------|---|---|---|
| 检流计法 | <p>开关S闭合时，读取检流计P的偏转值 d_H 及分流器分流系数 F_H；S打开时，再读取检流计偏转值 d_X 及分流器分流系数 F_X，则被测电阻</p> $R_X = \left(\frac{F_H d_H}{F_X d_X} - 1 \right) R_H$ |  <p>用检流计测量电阻的原理线路</p> | 要求 R_X 和 R_H 远大于分流电阻 R_F ；电源电压恒定；检流计部分要加屏蔽保护（如左图中虚线框部分） |
| 直流放大器 | <p>如直流放大器的增益为 G，电压负反馈系数为 β，且 $G\beta \gg 1$，则有</p> $R_X = \frac{U}{I_X} = \frac{U R_F}{I_F R_F}$ <p>其中，R_F、R_S 已知，U、I_F 可用指示仪表读出，R_X 即可求得</p> |  <p>用直流放大器测量电阻的原理线路</p> | 该方法常用于测量更高值的电阻，并要求直流放大器的开环增益 G 足够大 |
| 超高阻电桥 | <p>电桥的供电电压为 $50 \sim 1000V$，该电桥平衡时，被测电阻为</p> $R_X = \frac{R_2 R_3 R_5}{R_1 R_6}$ |  <p>用超高阻电桥测量电阻的线路</p> | 测量范围和误差与检流计灵敏度有关，当检流计电压常数为 $0.1mV/mm$ ，电阻小于 $10^2 \Omega$ 时，误差约为 0.03% |

续表

| 测量方法 | 测 量 原 理 | 线 路 图 | 备 注 |
|------|--|--|---|
| 充放电法 | <p>将开关 S 置于位置 1 开始计时, 电流经 R_X 对 C 充电, 经 t 秒后电容器充电电荷为</p> $Q=U_t C (1-e^{-\frac{t}{\tau}})$ <p>展开表达式取级数中第一项 $Q=U_t/R_X$, 由此得 $R_X=U_t/Q$。 t 秒后, 将开关置于位置 2, 用冲击检流计测得电荷 $Q=C_Q d_M$, 式中: C_Q 为检流计冲击常数; d_M 为检流计第一次的最大偏转。则</p> $R_X=\frac{U_t}{C_Q d_M}$ |  <p>用充放电法测量电阻的线路</p> | 该方法的测量范围为 $10^{11} \sim 10^{14} \Omega$, 要求被测电阻 R_X 应远小于电容的漏电阻 |

5.1.3 特殊电阻的测量

特殊电阻的测量, 包括绝缘电阻和接地电阻等的测量, 具体可见参考文献 [7]。

5.2 交流电阻的测量

在交流电路中工作的电阻又称交流电阻, 它实际上是一个阻抗, 需要考虑其寄生无功分量的影响, 特别是精密线绕电阻。在工作频率较高时, 必须对交流电阻的无功分量有所估计。此外, 受集肤效应的影响, 在高频时, 交流电阻的有功分量与在直流时有所不同。

交流电阻元器件的有功分量和无功分量, 可使用交流电桥或变压器电桥加以测量, 可见参考文献 [4]。在工作频率

不高时, 也可在直流电桥上测量出交流电阻器件的直流阻值 R , 再用时间常数电桥或六臂电桥测量出它的时间常数 τ 。

5.3 电容参数的测量

电容及介质损耗角正切 $\tan\delta$ 的测量方法见表 4.3-10。测量时, 应根据被测电容量值的大小及其误差要求选择相应的方法。用电流表、电压表、功率表法和谐振法测电容及其损耗参数的原理线路, 可见参考文献 [4]。

5.4 电感和互感的测量

电感、互感及电感线圈品质因数的测量方法见表 4.3-11, 测量线路可见参考文献 [4]。

表 4.3-10 电容及介质损耗角正切 $\tan\delta$ 的测量方法

| 测量对象 | 测量方法 | 量限 | 工作频率 (Hz) | 误差范围 (%) |
|---|--|--|-----------------------------------|---------------------|
| 小电容 C $10^{-6} \sim 10^2 \text{ pF}$ | 电桥法 | | | |
| | (1) 交流电桥 | 下限至 1 pF | $500 \sim 10\,000$ (常用 1000) | $1 \sim 0.02$ |
| | (2) 变压器电桥 | 下限至 10^{-6} pF | 1000 或 1592 | $0.1 \sim 0.000\,1$ |
| | (3) 数字电容电桥 | 下限至 10^{-2} pF | $120, 400, 1000, 1592, 10^6$ | 0.1 |
| | (4) 数字 RLC 测量仪 | $10^{-4} \text{ pF} \sim 10^5 \mu\text{F}$ | $12 \sim 10^6$ | $0.25 \sim 0.02$ |
| | 谐振法 | | | |
| | Q 表 | $30 \sim 500 \text{ pF}$ | $30 \text{ k} \sim 100 \text{ M}$ | 1 |
| | 直读法 | | | |
| | 电子式 pF 计 | $1 \sim 50 \text{ pF}$ | 1000 | 1 |
| 中值电容 C $10^2 \text{ pF} \sim 10^3 \mu\text{F}$ | 电桥法 | | | |
| | (1) 交流电桥 | $10^2 \text{ pF} \sim 10^3 \mu\text{F}$ | $50 \sim 10\,000$ (常用 1000) | $1 \sim 0.02$ |
| | (2) 变压器电桥 | 上限至 $10^3 \mu\text{F}$ | 1592 | $0.1 \sim 0.000\,1$ |
| | (3) 数字电容电桥 | 上限至 $10^4 \mu\text{F}$ | $120, 400, 1000, 1592$ | 0.1 |
| 大电容 C $>1000 \mu\text{F}$ | 电桥法 | | | |
| | 低频四臂电桥 | $1000 \mu\text{F} \sim 10 \text{ F}$ | ≤ 50 | 1 |
| | 充电法 | 下限 $1000 \mu\text{F}$ | 直流 | $10 \sim 5$ |
| 电解电容 C $1 \sim 100\,000 \mu\text{F}$ | 电桥法 | | | |
| | (1) 交流电桥 (需在外加直流偏置下进行, 无偏置时, 施于电容的电压应小于 $0.5 \sim 1 \text{ V}$) | $1 \sim 10^3 \mu\text{F}$ | 50 | 1 |
| | (2) 数字电桥 (有的允许加偏置, 有的不允许加偏置) | $1 \sim 10^5 \mu\text{F}$ | 100 | 1 |
| 电容介质损耗角正切 $\tan\delta$ | 电桥法 | | | |
| | (1) 交流电桥 | | 1000 | 0.5 |
| | (2) 西林电桥 | | 50 | 0.5 |
| | (3) 数字电桥 | | 1000 | 0.1 |
| | 谐振法 | | | |
| | Q 表 | $0.0001 \sim 1$ | $50 \text{ k} \sim 100 \text{ M}$ | 1 |

表 4.3-11 电感、互感器及电感线圈品质因数的测量方法

| 测量对象 | 测量方法 | 量限 | 工作频率 (Hz) | 误差范围 (%) |
|-------------------------|---|---|--|--|
| 电感 L (空心式) | 电桥法 (1) 交流电桥 (2) 变压器电桥 (3) 数字 RLC 测量仪 | $0.1\mu\text{H}\sim 1000\text{H}$ $10^{-2}\mu\text{H}\sim 10^5\text{H}$ $10^{-2}\mu\text{H}\sim 10^5\text{H}$ | $50\sim 1000$ $1000, 1592$ $12\sim 10^6$ | $1\sim 0.1$ 0.01 $0.25\sim 0.02$ |
| | 谐振法 Q 表 | $0.1\sim 100\text{mH}$ | $50\text{k}\sim 100\text{M}$ | 1 |
| 电感 L (具有直流偏置的铁心电感) | 电桥法 交流电桥 (此种电桥应允许加直流偏压) | $<1000\text{H}$ | $50\sim 1000$ | 1 |
| 电感 L (无直流偏置的铁心电感) | 电桥法 交流阻抗电桥 (当工作电流小、不计铁心的非线性时) | $<1000\text{H}$ | $50\sim 1000$ | — |
| | 直读法 电流表、电压表法 | $>1\text{mH}$ | 50 | $5\sim 2$ |
| 互感 M | 电桥法 (1) 交流电桥 (2) 互感电桥 | | 1000 1000 | 0.5 0.5 |
| | 直读法 电流表、电压表法 | — | 50 | 1 |
| | 冲击检流计法 | — | — | 1 |
| 电感线圈品质因数 Q | 电桥法 (通过测 L 及 r) $Q=\frac{\omega L}{r}$ 数字 RLC 测量仪 | — $0.000\ 1\sim 9999$ | 100 $12\sim 10^6$ | 1 $0.25\sim 0.02$ |
| | 谐振法 Q 表 | $20\sim 800$ | $50\text{k}\sim 100\text{M}$ | $10\sim 5$ |

5.5 RLC 综合测量

RLC 的综合测量主要是指采用数字式 RLC 测量仪,自动测量电阻 R 、电感 L 、电容 C 及其辅助参量时间常数 τ 、电感品质因数 Q 和介质损耗角正切 $\tan\delta$ 。

目前,电路元件参数的数字化测量方法主要有阻抗直接比较法(平衡法)、阻抗—时间转换法($Z-T$ 法)、阻抗—电压转换法($Z-U$ 法)。这三种方法的测量原理请参见本篇第6章的1.4。

以上方法中,阻抗直接比较法是较为传统的方法,也是测量电路元器件参数最精密的一种方法,但采用该方法的原理电路复杂,测量速度较慢。阻抗—时间转换法最简单,但测量准确度低,且不能测损耗参数。阻抗—电压转换法的测量线路比平衡法简单,测量速度快,范围宽,抗干扰能力强,是当前国内外数字 RLC 测量仪制造中应用最多的方法之一。采用该方法制成的数字式 RLC 测量仪的主要技术指标如下。

- (1) 测量准确度: $0.25\%\sim 0.02\%$ 。
- (2) 测量范围: R 为 $0.000\ 01\ \Omega\sim 199\ 999\ \text{k}\Omega$; L 为 $0.000\ 01\text{mH}\sim 99\ 999\text{H}$; C 为 $0.000\ 1\text{pF}\sim 99\ 999\mu\text{F}$ 。
- (3) $\tan\delta$ 、 Q : $0.000\ 1\sim 9999$ 。
- (4) 测量频率范围: $12\text{Hz}\sim 1000\text{kHz}$, 程控选择。
- (5) 测量速度: $1\sim 12$ 次/s。

(6) 微机控制,带有标准通信接口。

6 非正弦电信号的测量

以上各节所述的各种交流的测量方法,都限于对正弦信号和失真度较低即准正弦信号的测量。而对非正弦信号的测量,可采用电动系仪表、采样计算式仪表、真有效值变换式仪表以及热电式仪表等。在对测量准确度要求不高的条件下,也可使用示波器进行测量。

对一些典型的非正弦信号,如方波、三角波、锯齿波、梯形波和脉冲波等,可用毫伏表并再经过换算来测出其电压的有效值。不同波形信号的换算方法可见参考文献 [8]。

7 供电系统谐波的测量

在一个理想的供电系统中,是以单一恒定的工业频率(50Hz 或 60Hz , 简称工频)和规定的电压水平向所有用户供电的。近年来,随着电力电子技术的发展及其在工业、交通、各种用电设备以及家用电器制造上的应用,致使供电网中电压、电流的波形不再是理想的正弦波,即除工频正弦电压、电流外,还出现了一些为工频若干倍数的成分,这些成分被称为谐波成分,也统称为谐波。由于谐波对电力设备、电力用户以及通信线路等的有害影响已十分严重,故在许多工业生产、设备制造等用电场合和领域,对其供电系统中的谐波实施准确测量已成为必须要求。

7.1 谐波对模拟式电测量仪器仪表的影响

为研究供电系统谐波问题，往往要以实际测量结果为依据。因此，一定要有可靠的测量手段和仪器仪表作支撑，且要求测量结果要可信。

目前在许多供电管理部门和工业生产企业的实验室里，还在大量使用着模拟式电测量仪器仪表，如电动系（包括铁磁电动系）、电磁系、有效值变换器式（由半导体二极管、电阻、电容网络和磁电系测量机构也称表头所组成）电压表，以及电流表、功率表、电能表和电磁式仪用互感器等。按国家标准规定，这些仪器仪表应工作在工频左右的正弦电压、电流波形下，一般只允许被测电压、电流中含有少量的谐波成分。但面对含有谐波的被测电压、电流和功率，使用这些仪器仪表直接进行测量，就会造成误差，且随供电系统所含谐波比例的不同以及采用不同类型的模拟式仪表，造成的测量误差将不同，恶劣时，测量误差甚至很大。有关谐波对模拟式电压表、电流表、功率表（含无功功率表）、电能表（含无功电能表）以及电磁式仪用互感器的影响，即在谐波条件下使用这些仪器仪表造成测量误差增大的情况，可见参考文献 [9]。

7.2 供电系统谐波电压和谐波电流的测量

实际中，除要求测量含有谐波（也称畸变波形）条件下的电压有效值和电流有效值外，按照有关的标准和规定，还要监测供电系统电压和电流中含有的主要谐波成分的大小。表 4.3-12 中提供了四种不同工作原理制造的谐波测量仪器及其性能特点。

表 4.3-12 四种不同工作原理制造的谐波测量仪器及其性能特点

| 体现原理构成的仪器名称 | 工作原理 | 技术特点 |
|-------------|--|---------------------------|
| 失真度计式的谐波测量仪 | 抑制基波，得到总谐波有效值，并将其与基波有效值进行比较，得到相应比值 | 能测量畸变波形信号的总谐波幅度，并可进行连续记录 |
| 外差选频式的谐波测量仪 | 用外差原理分别选出并测量畸变波形信号中的某次谐波 | 不能同时测量出各次谐波 |
| 带通选频式的谐波测量仪 | 采用多个窄带滤波器逐次选出并测量畸变波形信号中的各次谐波 | 可连续测量并记录被测畸变波形信号中的各次谐波 |
| 采样数字式的谐波测量仪 | 对被测畸变波形信号进行采样，将其离散化及数字化后，送交计算机对其各次谐波进行测算处理 | 可打印出被测畸变波形信号中的各次谐波的幅值和相位角 |

7.2.1 谐波电流的测量

测量谐波电流的原理性框图如图 4.3-13 所示。图 4.3-13 中，来自电流互感器二次侧的电流 i 经调理电路转换为成比例的电压 u 。 u 由基波选出电路提取出基波电流，该基波电流再经检波器换算后，由显示器显示出它的幅值。 u 经另一条路径，即经基波抑制电路去除掉基波，由量程选择电路使谐波部分的量值被缩小或放大，再经选频电路将各次谐波分别提取出来，最后，同样也是再经检波器换算后，由显示器显示出各次谐波电流的幅值。

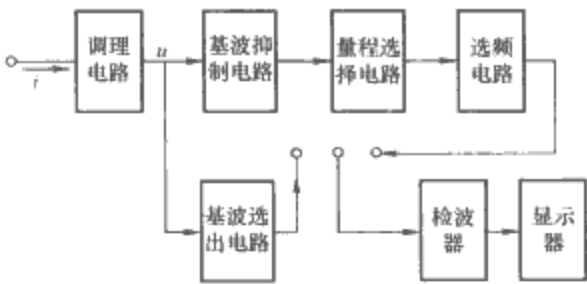


图 4.3-13 测量谐波电流的原理性框图

7.2.2 谐波电压的测量

测量谐波电压的原理性框图如图 4.3-14 所示。图 4.3-14 中，由电压互感器二次侧取出的畸变电压信号 u 经调理电路处理后，一路送至基波选出电路，提取出其中的基波电压；同时，也送至另一路，经基波抑制电路、量程选择电路和谐波选择电路，去掉基波电压，并将各次谐波电压提取出来。两条路径均装设检波器。利用除法器电路，可求出各次谐波电压相对于基波电压的比值。通过显示器，既可显示各次谐波电压的绝对值，也可显示它们与基波电压的比值。报警器的作用是，当测量发现某次谐波电压含量超过了阈值时，它就会发出报警信号。

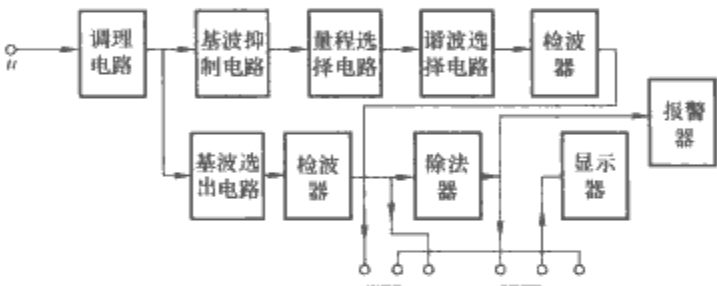


图 4.3-14 测量谐波电压的原理性框图

7.3 谐波功率的测量

供电系统中由于存在谐波源，造成一些电气设备工作失常，甚至引起灾害，例如过电压击穿等。因此，供电系统中畸变的负荷电流究竟是由谁引起的，应该查清，以明责任。这就要求人们既要测出谐波功率的数值，也要查明谐波功率的流向。

谐波功率流向计原理框图如图 4.3-15 所示。由图 4.3-15 可见，形成被测功率的电压信号和电流信号经各自的输入电路滤除掉基波，再利用选频滤波器（谐波选择电路组）选出同次的谐波电压、电流，并将它们送给乘法器作相乘，再经积分器积分后，即可得到该次谐波功率。谐波功率指示计是一个零位居中式的指示仪表，由其指针的不同偏转方向，即可判断该次谐波功率的流向。

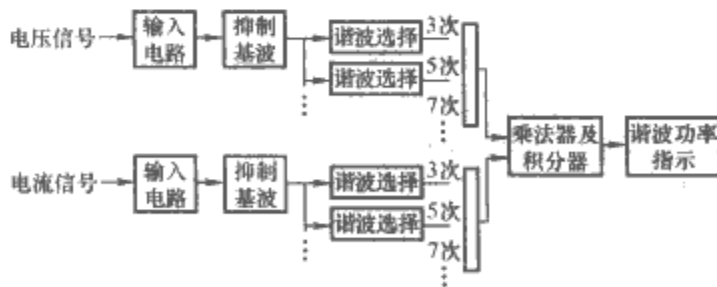


图 4.3-15 谐波功率流向计原理框图

8 电压波动和闪变的测量

8.1 电压波动和闪变的基本概念

8.1.1 电压波动

所谓工频供电系统的电压波动，是指一系列电压变动或

连续的电压偏差。电压波动的值，被定义为供电系统电压均方根值的两个极值 U_{\max} 和 U_{\min} 之差 ΔU 与额定电压 U_N 之比，写成 ΔV ，并以百分数形式表示，即

$$\Delta V = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_N} \times 100\% \quad (4.3-6)$$

值得提出的是，对于变化率低于每秒 0.2% 的电压波动，按相应规范，不再将其称为电压波动，而改称电压偏差。

电压波动的波形是以电压均方根值或峰值的包络线为时间函数的波形。在分析电压波动时，常形象地将工频电压 $u(t)$ 看作载波，而将波动电压 $u'(t)$ 看作是调幅波。

图 4.3-16 给出的是波动电压 $u(t)$ 对工频电压峰值的调制波形。由图 4.3-16(a) 见到，50Hz 的工频电压波形 $u(t)$ 被 10Hz 的正弦调幅波电压 $u'(t)$ 所调制。而在图 4.3-16(b) 中，仅给出了 10Hz 的正弦调幅波电压 $u'(t)$ 的波形，其中 U'_m 为该电压的幅值或峰值； ΔU 即为 $u'(t)$ 的峰值与谷值的差值，或称峰-峰值，即 $p-p$ 值。把 ΔU 以工频电压的额定值 U_N 的百分数表示，即为式 (4.3-6) 中的 ΔV ，正是所谓电压波动的量度值。

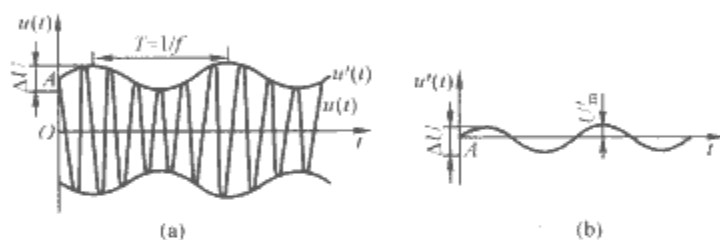


图 4.3-16 波动电压对工频电压的调制
(a) 存在波动的电网电压；(b) 调幅波电压

电压波动反映的是，在供电系统稳态运行的工况下，由炼钢用的电弧炉、轧钢机等大功率波动性变化的负荷导致供电系统电压出现的波动。而供电系统电压的波动，不仅可能导致系统中许多用电设备无法正常工作，也引起照明出现闪变。

8.1.2 闪变

闪变一词是闪烁的广义表征，它被定义为人对照度的波动的主观感觉；鉴于很高比例的建筑照明都使用白炽灯，故闪变也可被理解为人对白炽灯明暗变化的感觉。白炽灯对电压波动的敏感程度要远大于荧光灯、电视机等电气设备，因此人们通常以白炽灯的工况来判断电压波动的大小是否能被接受。鉴于闪变是人对照明度波动的主观视感，因此不能直接以电压波动来替代闪变。

造成闪变的主要因素有：①供电电压波动的幅值、频度和波形。②照明装置。以对白炽灯的照度影响最大，且与白炽灯的额定功率、额定电压等均有关。③人对闪变的主观视感。因不同人的视觉存在差异，故需对观察者的闪变视感作抽样调查。

8.1.3 与闪变有关的主要术语

8.1.3.1 闪变觉察率 F

为了解人的视觉对闪变的反应程度，IEC 推荐采用由不同波形、频度、幅值的调幅波调制工频电压，所形成的电压波形信号作为工频 230V、60W 照明用白炽灯的供电电压，经过对在这种照明环境下的观察者的抽样调查（多于 500 人），可得出所谓闪变觉察率 F 的统计表示式

$$F = \frac{C+D}{A+B+C+D} \times 100\% \quad (4.3-7)$$

式中：A 为没有觉察的人数；B 为略有觉察的人数；C 为有明显觉察的人数；D 为对闪变已不能忍受的人数。

8.1.3.2 瞬时闪变视感度 $S(t)$

人对电压波动引起照度波动的主观视觉反应，被称为瞬时闪变视感度，它是时间的函数，以 $S(t)$ 表示。通常以闪变觉察率 F 为 50% 作为瞬时闪变视感度的衡量单位，又称觉察单位。

对照度波动影响最大的是周期性或近似于周期性的电压波动。实验研究表明，作用最为显著的是 8.8Hz 调幅波的正弦波动电压。有关这方面的详细内容请见参考文献 [10]。

8.1.3.3 视感度系数 $K(f)$

人的脑神经对照度变化的反应，需要有一个所谓最低的记忆时间，高于某一频率的照度波动，普通人觉察不到。人对照度波动的最大觉察范围不会超出 0.05~35Hz，这里的两个频率限值均称为截止频率，其中，截止频率的上限值又称停闪频率。

闪变是经过灯-眼-脑环节反映人对照度波动的主观视感。视感度系数 $K(f)$ 的引入，旨在更为本质地表征灯-眼-脑环节的频率特性。IEC 推荐的视感度系数的表达式为

$$K(f) = \frac{S = 1 \text{ 觉察单位的 } 8.8\text{Hz 正弦波电压波动}}{S = 1 \text{ 觉察单位的频率为 } f \text{ 的正弦波电压波动}} \quad (4.3-8)$$

图 4.3-17 中给出了 $S=1$ 觉察单位时的视感度系数 $K(f)$ 的频率特性曲线。

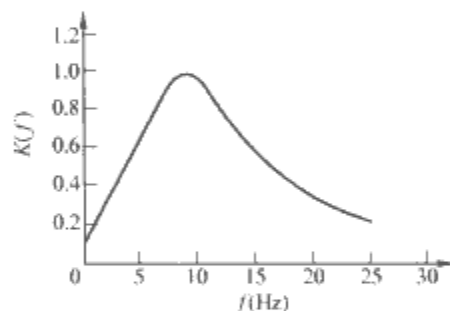


图 4.3-17 $S=1$ 觉察单位时的视感度系数 $K(f)$ 的频率特性曲线

8.1.3.4 短时间闪变值 P_{st}

对因电弧炉等随机性变化负荷造成的电压波动，不仅要关注它的最大电压波动，且还要在足够长的时间（至少取 10min）内观察电压波动的统计特征（由于电弧炉引起的电压波动和闪变最为严重，故 IEC 在闪变相关标准的制定上，主要针对电弧炉这类负荷）。对于因电弧炉等负荷造成的电压波动的 10min 累计概率函数曲线，常以 5 个规定值或称百分值来计算短时间闪变的统计值 P_{st} 。国际电热协会 (UIE) 拟定的计算 P_{st} 的具体公式为

$$P_{st} = \sqrt{K_{0.1}P_{0.1} + K_1P_1 + K_3P_3 + K_{10}P_{10} + K_{50}P_{50}} \quad (4.3-9)$$

式中：5 个规定值 $P_{0.1}$ ， P_1 ， P_3 ， P_{10} ， P_{50} 分别为 10min 瞬时闪变视感度 $S(t)$ 超过 0.1%、1.0%、3.0%、10%、50% 时间的觉察单位值。对应于电弧炉这类负荷造成的闪变，可以取 $K_{0.1} = 0.0314$ ， $K_1 = 0.0525$ ， $K_3 = 0.0657$ ， $K_{10} = 0.28$ ， $K_{50} = 0.08$ 。可见，短时间闪变值是反映规定时段（10min）内闪变强度的一个综合统计量。对于采用 230V、60W 白炽灯的照明情况，当 $P_{st} < 0.7$ 时，人们一般觉察不出闪变；当 $P_{st} > 1.3$ 时，闪变才使人感到不舒服。所以 IEC 推荐以 $P_{st} = 1.0$ 作为低压电网供电的闪变限值。

8.1.3.5 长时间闪变值 P_{lt}

长时间闪变值是由测量时间段（规定为 2h）内的短时间闪变值推算出来的，即有

$$P_{lt} = \left(\frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (P_{stj})^3 \right)^{\frac{1}{3}} \quad (4.3-10)$$

式中： n 为 P_{lt} 测量时间段内所包含的 P_{st} 的个数（ $n=12$ ，即 2h 等于 12 个 10min）。实际上， P_{st} 和 P_{lt} 一般均可由闪变仪直接测量和输出。

有关电压波动和闪变可能带来的危害，以及为确保供电系统中各种电气设备正常工作、人的视感不感到疲劳等所制定出的 GB 12326—2000《电能质量 电压波动和闪变》等，这里不再赘述，有需要者请见参考文献 [10, 11]。

8.2 电压波动的测量方法

供电系统的电压波动，可以被看成是由正弦的工频（50Hz 或 60Hz）电压作为载波信号，被一个频率在几分之一赫兹到二十几赫兹的低频信号加以调幅处理的结果。因此，存在波动情况下的供电系统电压 $u(t)$ 可表示为

$$u(t) = A[1 + u'(t)]\cos\omega t \quad (4.3-11)$$

式中： A 为工频载波电压的幅值； ω 为工频载波电压的角频率； $u'(t)$ 为 $u(t)$ 的包络波相对于其本身假想中性线的电压瞬时值的相对大小（相对于 A ），即为调幅波电压，也即波动电压。

测量 $u(t)$ 的波动，就需要对 $u(t)$ 的调制信号 $u'(t)$ 进行检波，即要从 $u(t)$ 中提取出 $u'(t)$ 。为使分析尽可能简化又不失一般性，对电压波动的检测，可仅分析单一频率的调幅波对工频载波的调制，即可将式 (4.3-11) 改写成

$$u(t) = A[1 + m\cos\Omega t]\cos\omega t \quad (4.3-12)$$

式中： A 代表工频载波电压的幅值； ω 为工频载波电压的角频率； m 为调幅波电压的幅值； Ω 为调幅波电压的角频率。

检测电压波动的具体方法有四种，包括平方检测法、整流检测法、有效值检测法、小波分解联合同步检波法。这里仅简介前两种方法，有关其他方法见参考文献 [10, 11]。

8.2.1 平方检测法

根据式 (4.3-12) 有

$$\begin{aligned} u^2(t) &= \frac{A^2}{2} \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) + mA^2 \cos\Omega t + \frac{m^2 A^2}{4} \cos 2\Omega t + \\ &\quad \frac{A^2}{2} \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) \cos 2\omega t + \frac{m^2 A^2}{8} \cos 2(\omega + \Omega)t + \\ &\quad \frac{m^2 A^2}{8} \cos 2(\omega - \Omega)t + \frac{mA^2}{2} \cos(2\omega + \Omega)t + \\ &\quad \frac{mA^2}{2} \cos(2\omega - \Omega)t \end{aligned} \quad (4.3-13)$$

$u(t)$ 、 $u^2(t)$ 和 $u'(t)$ 的波形示意如图 4.3-18 所示。可见，对于平方电压信号 $u^2(t)$ ，使用 0.05~35Hz 的带通滤波器去掉其中的直流分量、工频分量及工频以上的频率分量，便可检测出调幅波及电压波动分量，其输出为

$$A^2 u'(t) \approx mA^2 \cos\Omega t \quad (4.3-14)$$

由式 (4.3-13) 可见，即使对单一频率的调幅波，以平方检测的方法实施测量，测得结果中也会夹杂有倍频分量 $(m^2 A^2 / 4) \cos 2\Omega t$ 。当然，由于倍频分量的幅值比调幅波的小 $m/4$ 倍，且通常 $m \ll 1$ ，故一般情况下可以不计倍频分量的影响。

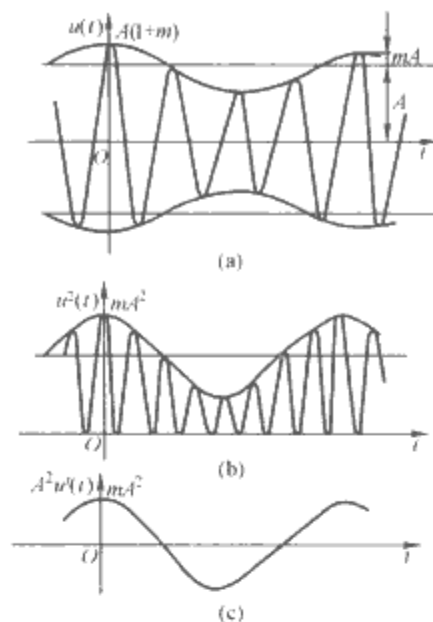


图 4.3-18 以平方检测法测量电压波动的波形示意

(a) 存在波动的电压 $u(t)$ 波形；

(b) $u^2(t)$ 波形；

(c) 电压波动波形 $u'(t)$

8.2.2 整流检波法

图 4.3-18(a) 所示的存在波动的电压 $u(t)$ ，经过整流后得到的电压 $g(t)$ 的波形如图 4.3-19(a) 所示。理论上，可以将 $g(t)$ 看作是 $u(t)$ 乘以幅值为 ± 1 、其基波成分的频率为工频的矩形波 $p(t)$ ，见图 4.3-19(b)。而 $p(t)$ 的傅里叶级数表示形式为

$$p(t) = \frac{4}{\pi} \left(\cos\omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \dots \right) \quad (4.3-15)$$

于是可得

$$g(t) = u(t)p(t) = \frac{2A}{\pi} + \frac{2mA}{\pi} \cos\Omega t + \frac{2A}{\pi} \cos 2\omega t + \dots \quad (4.3-16)$$

仿照平方检测法的做法，让 $g(t)$ 经带通滤波器滤波，便可检测出调幅波即电压波动分量，其检测结果如图 4.3-19(c) 所示，输出调幅波的表达式为

$$\begin{aligned} \frac{2A}{\pi} u'(t) &= \frac{2mA}{\pi} \cos\Omega t \\ \text{即} \quad u'(t) &= m \cos\Omega t \end{aligned} \quad (4.3-17)$$

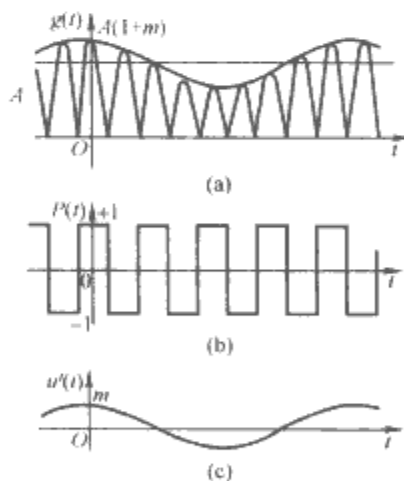


图 4.3-19 以整流检测法测量电压波动的波形示意

(a) 基波分量为工频的方波 $p(t)$ ；

(b) 整流波形 $g(t)$ ；

(c) 电压波动波形 $u'(t)$

8.3 电压闪变的测量方法

国际电工委员会 IEC 根据国际电热协会 UIE 的推荐，确认了电压闪变的

测量方法及其具体步骤，如图 4.3-20 所示。图 4.3-20 中，功能框 1 的功能是将被测电压调理成适合进入闪变仪的量值等级，并产生一个标准的调幅波电压作仪器的自检信号。功能框 2~功能框 4 实现对灯-眼-脑环节响应特性的模拟。具体地，功能框 2 用于模拟灯的作用，以平方检测的方法从被测电压中解调出表征电压波动的调幅波成分。功能框 3 由带通

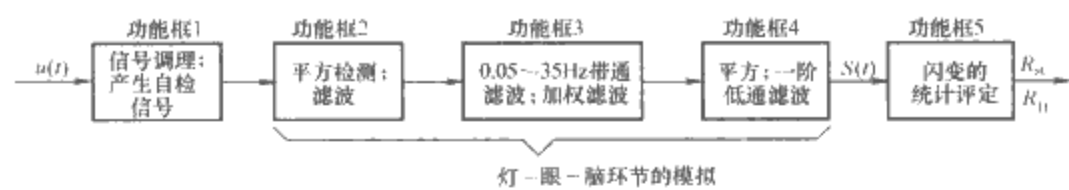


图 4.3-20 IEC 推荐的闪变测量方法及其实现原理框图

滤波器和加权滤波器构成。根据人眼对闪变的视感特性，要求模拟手段应该在相对电压变动为 5% 的范围最为灵敏，且解调调幅波的幅值变动必须小于 1%；对两倍工频（即 100Hz 或 120Hz）频率成分的衰减必须达 90dB 的数量级，如此的衰减特性要由带通滤波器和加权滤波器共同完成。

这里带通滤波器的通带被设计为 0.05~35Hz，用于消除实施平方检测法后所得调幅波信号中的直流分量和两倍工频的分量。该带通滤波器由截止频率为 0.05Hz 的高通滤波器和截止频率为 35Hz 的低通滤波器共同构成。其中，截止频率为 0.05Hz 的一阶高通滤波器，就能够较容易地实现对直流分量的有效抑制。而采用截止频率为 35Hz 的六阶巴特沃斯低通滤波器，可以使两倍工频分量衰减 55dB；之后，再由加权滤波器衰减 37dB，便可达到衰减 90dB 的要求。

鉴于闪变测量的方法是以数字化方式实现的，于是，截止频率为 0.05Hz 的一阶高通滤波器的传递函数的具体设计结果为

$$H_1(z) = 0.999\,6(1 - z^{-1}) / (1 - 0.999\,2z^{-1}) \tag{4.3-18}$$

在截止频率为 35Hz 的六阶巴特沃斯低通滤波器传递函数的设计上，指定采样频率 $f_s = 400\text{Hz}$ ，具体设计结果有

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^6 b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^6 a_k z^{-k}} \tag{4.3-19}$$

式中： $a_1 = -3.880\,7$ ； $a_2 = 6.535\,5$ ； $a_3 = -6.049\,5$ ； $a_4 = 3.227\,6$ ； $a_5 = -0.937\,4$ ； $a_6 = 0.115\,5$ ； $b_0 = b_6 = 0.000\,2$ ； $b_1 = b_5 = 0.001\,0$ ； $b_2 = b_4 = 0.002\,6$ ； $b_3 = 0.003\,4$ 。

视感度加权滤波器用于模拟人眼的频率选择特性。由 UIE 推荐的视感度加权滤波器的传递函数，实质上，就是对视感度系数 $K(f)$ 进行拉普拉斯变换得到的传递函数 $K(s)$ 去逼近觉察率为 50% 的视感度曲线。这里， $K(s)$ 以两项的乘积形式表述，前一项对应一个二阶的带通滤波环节，后一项为一个补偿环节，具体为

$$K(s) = \frac{K\omega_1 s}{s^2 + 2\lambda s + \omega_1^2} \times \frac{1 + \frac{s}{\omega_2}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_3}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_4}\right)} \tag{4.3-20}$$

式中： $K = 1.748\,02$ ； $\lambda = 2\pi \times 4.059\,81$ ； $\omega_1 = 2\pi \times 9.154\,94$ ； $\omega_2 = 2\pi \times 2.279\,79$ ； $\omega_3 = 2\pi \times 1.225\,35$ ； $\omega_4 = 2\pi \times 21.9$ 。

为以数字化的方法实施测量，就要将 $K(s)$ 转化到 z 域。依据双线性变换方法有

$$s = \frac{2}{T} \times \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \tag{4.3-21}$$

式中： T 为采样周期。
进行变换后， $K(s)$ 变成了 $H_3(z)$ ，具体为

$$H_3(z) = \frac{\sum_{k=0}^4 b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^4 a_k z^{-k}} \tag{4.3-22}$$

式中： $a_1 = -3.548\,754$ ； $a_2 = 4.714\,548$ ； $a_3 = -2.776\,010$ ； $a_4 = 0.610\,325$ ； $b_0 = 0.009\,351$ ； $b_1 = 0.000\,329$ ； $b_2 = -0.018\,373$ ； $b_3 = -0.000\,329$ ； $b_4 = 0.009\,022$ 。

功能框 4 由平方器和一阶低通滤波器构成，用于模拟人脑神经对视觉的反映和记忆效应。闪变信号的平方，可模拟眼-脑的非线性觉察过程，在测量方法设计上，应当调节其输入和输出的量程，使其适合容纳 8.8Hz 左右的闪变。闪变信号的平滑平均可模拟人脑的记忆效应，相应的积分功能用一个时间常数为 300ms 的一阶 RC 低通滤波器来实现，其传递函数可表示为

$$H_4(s) = K / (0.3s + 1) \tag{4.3-23}$$

还是利用双线性变换，将其变换到 z 域，具体表示为

$$H_4(z) = 0.004\,15K(1 + z^{-1}) / (1 - 0.991\,70z^{-1}) \tag{4.3-24}$$

式中： K 为增益系数。由于按 IEC 的规定，要将闪变结果归算至 8.8Hz 的闪变值，故这里应基于 IEC 给出的使瞬时闪变视感度 $S=1$ 时 8.8Hz 的电压波动值来确定 K 的具体取值。具体地，即应该在 $f=8.8\text{Hz}$ ， $\Delta V=0.25\%$ 时，取 $K=63.7864$ ，此时对应 $S=1$ 。于是得到

$$H_4(z) = 0.264\,71(1 + z^{-1}) / (1 - 0.991\,70z^{-1}) \tag{4.3-25}$$

功能框 4 的输出，即为瞬时闪变视感度 $S(t)$ 。

功能框 5 是将功能框 4 的输出作统计分析，具体是将 $S(t)$ 进行采样，采样频率不低于 50Hz 或至少应高于 35Hz；进行统计评定的结果，最终给出短时间闪变值 P_{st} 和长时间闪变值 P_{lt} 。

IEC 基于大量实验得到了使 $S=1$ 时不同频率下的电压波动以及数字式闪变仪测量出的相应闪变值，具体见表 4.3-13。该数据表格表明，按 IEC 推荐的上述数字测量方法，可以很好地实现对电压闪变的测量。

表 4.3-13 对应于 $S=1$ 时的不同频率下的电压波动和按 IEC 推荐方法构建的数字式闪变仪的闪变测得值

| 频率 f (Hz) | $S=1$ 、不同频率下的电压波动 ΔV (%) | | 数字闪变仪瞬时视感度 S (标么) 测得值 | |
|----------------|----------------------------------|-------|-------------------------|-------|
| | 正弦波 | 矩形波 | 正弦波 | 矩形波 |
| 5.0 | 0.398 | 0.293 | 0.991 | 0.955 |
| 7.0 | 0.280 | 0.217 | 0.995 | 0.988 |
| 8.8 | 0.250 | 0.199 | 1.000 | 1.035 |
| 10.0 | 0.262 | 0.205 | 1.010 | 1.002 |
| 12.0 | 0.312 | 0.246 | 0.987 | 1.004 |
| 14.0 | 0.388 | 0.308 | 0.975 | 1.004 |
| 16.0 | 0.480 | 0.380 | 0.972 | 1.008 |
| 18.0 | 0.584 | 0.461 | 0.973 | 1.035 |
| 20.0 | 0.700 | 0.552 | 0.979 | 0.995 |

第4章 电能表和自动抄表系统

电能表服务于对发电厂发出电能以及用电户消耗电能的测量,应用十分广泛,其测量的结果,是发电成本核算和收取用户电费的直接依据,在电测量仪表中占据有十分重要的地位。本章专门介绍各种电能表(包括直流电能表、交流电能表、单相电能表、三相电能表、感应系电能表、电子式电能表等)的工作原理、技术特点以及进步特征,并对近年发展迅速的电能自动抄表系统及其应用等加以阐述。

1 电能表

电能表是对交直流电能量累积计量从而辅助供电管理的仪表。目前,基于电磁感应原理制成的电能表在安装式电能表中仍占主导地位,但电子式电能表已不仅限于标准电能表,其在电能表市场中的份额迅速增长。随着集成电路制造等技术的发展,安装式电子电能表及电子式多功能电能表已进入实用阶段并日益普及。而且,在多种新技术的支撑下,对供、用电量实际数据的记录,也从传统的完全由人工抄取逐渐转变为基于自动抄表系统来完成。

1.1 电能表的定义及其分类

电能表是积算电能的指示仪表。随着用电管理的不断发展,各种新型电能表不断涌现,但其主要的功能仍然是指示电能的累计值。电能表按测量对象分类,有直流电能表和交流电能表之分;按工作原理分类,有感应系、电动式、热电式、电子式、霍尔效应式等电能表;而若按用途分类,则有安装式电能表、标准电能表、特殊用途电能表、电能管理仪表以及供电管理系统等。

1.2 电能表的发展趋势

随着电能表专用集成电路芯片制造水平和技术性能的不提高,电子式电能表的制造成本逐渐降低,其以低功耗、高准确度、节约金属材料、防窃电、寿命较长等优点,将在越来越多的领域和范围逐步取代传统的感应系电能表。另外,电子式电能表因基于微处理器或嵌入式系统而构建,很容易做到集多费率、预付费、最大需量、电力定量等多种功能于一身,故便于实现电能计量的智能化、自动化和网络化管理。

2 直流电能表

直流电能表是计量任一时间内直流电能的仪表,主要用于计量金属冶炼、电力拖动中耗用的直流电能。目前主要使用的有电动式和电子式直流电能表。

2.1 电动式直流电能表

电动式直流电能表的原理与电动式功率表相似,不同之处是它有可旋转的部分。图4.4-1是电动式直流电能表原理结构。两个固定线圈产生与负载电流成正比的磁场,在磁场内的电压线圈经换向器、电刷和串联电阻跨接在负载两端,流过的与电网电压成正比的电流,产生与负载功率成正比的转动力矩。制动力矩由同轴转盘和永久磁钢产生。电刷与换向器产生的摩擦力矩由补偿线圈和电压线圈相互作用补偿。计度器由转轴上的蜗杆驱动,在任一时间内的计数值与电能成

正比。由于易受外磁场干扰及摩擦力矩的影响,基于此原理制成的直流电能表的准确度不高。

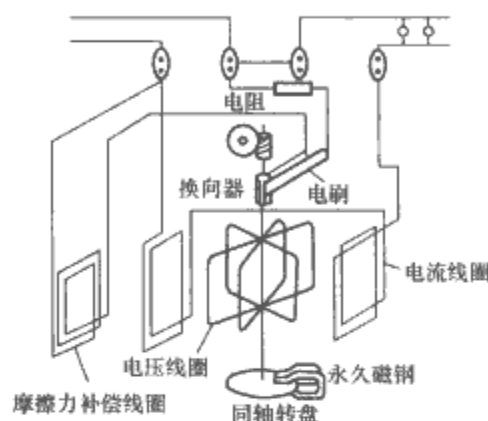


图 4.4-1 电动式直流电能表原理结构

2.2 电子式直流电能表

电子式直流电能表由于准确度高、温度特性好、抗干扰能力强,已在制造和使用直流电能表方面占据了越来越大的份额。通常,电子式直流电能表的功率转换部分采用霍尔元件乘法器或时分割乘法器。除输入回路外,在构建上,电子式直流电能表与电子式交流电能表的原理相同,具体可参见本章的4。电子式直流电能表的输入回路大多采用电阻分压器和分流器,表的测量准确度一般为0.5级或1.0级。

3 感应系电能表

感应系电能表是应用最早、使用最广泛的一种计量交流电能的仪表。感应系电能表以其价格低、可靠性好、寿命长等优点,在交流电能表领域占据重要地位。

3.1 感应系电能表的原理和结构

单相感应系电能表结构如图4.4-2所示。单相感应系电能表由下述几部分组成。

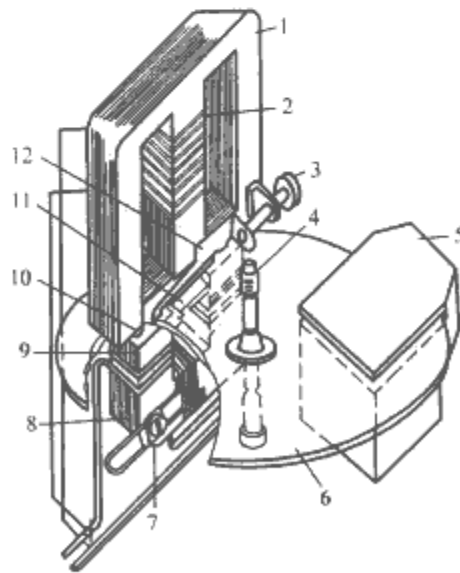


图 4.4-2 单相感应系电能表结构
1—电压铁心; 2—电压线圈; 3—轻载调整机构; 4—蜗杆(与计度器啮合); 5—磁钢(满载调整机构); 6—转盘; 7—相角调整机构; 8—电流铁心; 9—电流线圈; 10—磁温度补偿片; 11—回磁极; 12—滞角框片

(1) 驱动元件。驱动元件由绕有电压线圈的电压铁心和绕有电流线圈的电流铁心构成, 它使铝圆转盘产生与负载功率成正比的驱动力矩。

(2) 转动元件。转动元件由铝等金属棒材制成的轴构成, 装在电压铁心与电流铁心之间。

(3) 制动磁钢。当铝圆转盘转动时, 切割制动磁钢即永久磁铁产生的磁场的磁力线, 并在转盘内产生涡流, 涡流与永久磁铁的磁通相互作用, 产生与铝圆转盘转速成正比的制动力矩并作用于转盘。

(4) 积算机构。积算机构通常称为计度器。铝圆转盘的转动被轴上蜗杆驱动, 并传送到由几组齿轮构成的十进制机械计数器, 显示出与所累计电能成正比的铝圆转盘转过的圈数。我国使用的计度器大多为字轮式的。

(5) 轴承。轴承分为上轴承和下轴承, 上轴承固定在电能表基架上, 直径约为 0.4mm 的钢针插在轴上的孔内, 以防止轴晃动。下轴承是影响电能表寿命和准确度的主要部件, 其摩擦力矩要小, 长期稳定性要好, 现多采用双宝石轴承或磁力轴承。

(6) 其他部分。其他部分包括基架、补偿器、调整器、表壳和端钮盒等。补偿器有满负载补偿器、相位补偿器、温度补偿器。调整器有满负载调整器、相位调整器、轻负载调整器。

感应系电能表工作时, 其电压铁心和电流铁心的磁通穿过铝圆转盘, 在铝圆转盘中产生出涡流, 涡流在气隙磁场中受力, 驱动铝圆转盘转动, 转动力矩为

$$M = 2K\gamma\delta f\Phi_U\Phi_I\sin\psi \quad (4.4-1)$$

式中: f 为交流电的频率; γ 为铝圆转盘的电导率; δ 为铝圆转盘的厚度; Φ_U 为电压工作磁通最大值; Φ_I 为电流工作磁通的最大值; ψ 为电流磁通超前电压磁通的角度; K 为驱动力矩常数。

当铝圆转盘的转动稳定时, 转动力矩与制动力矩相平衡, 铝圆转盘的转速与负载功率成正比, 经计度器计数, 完成交流功率对时间累计值的计量, 显示出计量的电能值。

感应系电能表的误差主要有摩擦误差、非线性误差、相角误差; 此外, 电压、频率、温度的变化及波形的非正弦等因素也能引起误差。目前, 感应系电能表的准确度约为 2.5%~0.5%; 标准感应系电能表的准确度最高能达到 0.2%~0.1%。

3.2 感应系电能表的分类和应用

(1) 单相电能表。单相电能表有单相有功电能表和单相无功电能表, 用于计量单相有功电能和单相无功电能。

(2) 三相电能表。三相电能表有三相有功电能表和三相无功电能表, 用于计量三相有功电能和三相无功电能。三相有功电能表有三相四线有功电能表(三元件)和三相三线有功电能表(两元件)。

当负载电流很大时, 感应系电能表必须与互感器配合使用。在使用中, 感应系电能表的接线种类很多, 错误的接线会导致计量误差增大甚至造成计量错误。

4 电子式电能表

4.1 电子式电能表的基本原理

电子式电能表原理框图如图 4.4-3 所示。它主要由输入级、功率转换级、频率转换级和分频计数显示级四部分组成。

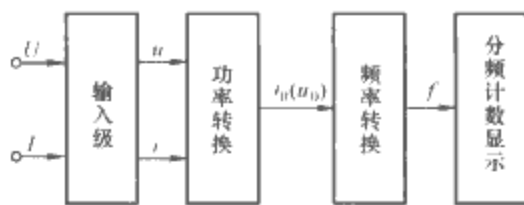


图 4.4-3 电子式电能表原理框图

电压输入要用电阻分压器或电压互感器将电压变换成后续功能单元可接受的低电压; 电流输入单元则借助分流器或电流互感器将电流变换成后续功能单元可接受的小电流; 功率转换单元主要用乘法器实现电压与电流的相乘, 并得出与被测功率成正比的模拟量; 频率转换单元利用电压—频率转换器($U-f$ 转换器)或电流—频率转换器($I-f$ 转换器), 把模拟量转换成与功率成正比的脉冲量; 分频计数显示单元则通过机械计度器或电子计数器累计频率转换单元输出的脉冲数, 以完成功率对时间的积分即电能的计量并加以显示。

乘法器是电子式电能表的核心。乘法器的种类有很多, 在电能表制作中应用较多的有变跨导乘法器、时分割乘法器、霍尔效应乘法器、数字乘法器和模拟数字混合乘法器等。在多种数字式乘法器中, 近几年发展很快并被普遍采用的有 $\Sigma-\Delta$ 乘法器。

4.2 基于跨导乘法器的电子式电能表

这种电子式电能表采用可变跨导乘法器实现电压、电流的乘法运算, 如图 4.4-4 所示。

晶体三极管的跨导 $g_m = I_0/2U_T$ 。这里 U_T 为晶体三极管的热电动势。乘法器的输入电压 U_U 与被测电压 U 成正比, U_I 与被测电流 I 成正比, 乘法器的输出 U_0 为

$$U_0 = \frac{K_1 K_2 R}{2U_T} U_U U_I \quad (4.4-2)$$

式中: K_1 代表 I_0 与 U_U 的转换常数; K_2 为放大器 A 的放大倍数。

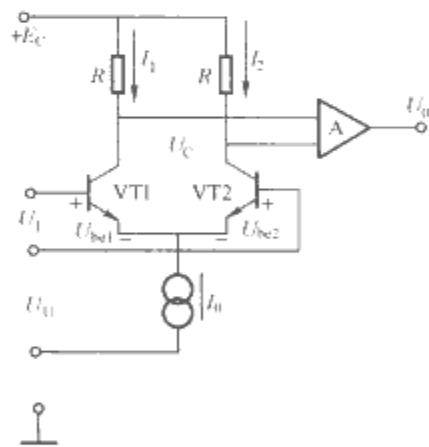


图 4.4-4 变跨导式乘法器原理图

可变跨导乘法器的频带宽, 动态范围大, 成本低, 便于集成且功耗小, 主要用于制作安装式电子电能表。

4.3 基于时分割乘法器的电子式电能表

图 4.4-5 是基于时分割乘法器的电子式电能表原理框图。

图 4.4-5 中, 脉冲调宽电路是这种电子式电能表电路的核心部分。输入电压 u 通过脉冲调宽电路得到脉冲序列 φ , 在一个微小时间间隔内, 脉冲序列 φ 的高电平时间 T_1 和低电平时间 T_2 与输入电压的关系为

$$\frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} = Ku \quad (4.4-3)$$

式中: K 为比例系数。

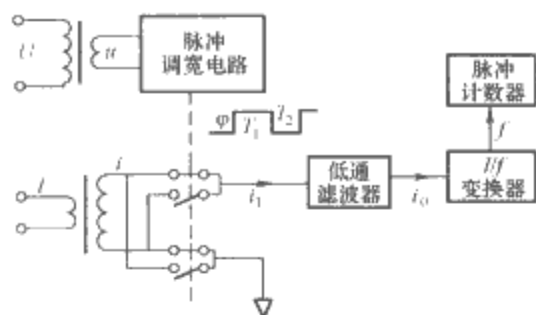


图 4.4-5 基于时分割乘法器的电子式电能表原理框图

输入电流 i 通过一对开关接入， φ 脉冲的高电平控制电流回路常闭开关接通；低电平控制常开开关接通；在一个微小的脉冲时间间隔内，低通滤波器输入电流的平均值 i_1 为

$$i_1 = \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} i = kui \quad (4.4-4)$$

即 i_1 与被测的瞬时功率成正比。经低通滤波器积分和求平均值运算，输出电流可表示为

$$i_0 = \frac{K}{T} \int_0^T ui dt = KP \quad (4.4-5)$$

式中： P 为被测的电功率。

电流 i_0 经 $I-f$ 转换器转换成频率与被测功率成正比的脉冲，用计数器累计脉冲数，即可得到被测的电能值。时分割乘法器的准确度为 $0.1\% \sim 0.01\%$ ，主要应用于标准电能表的制作。

常用的脉冲调宽方式有三种，如图 4.4-6 所示。图 4.4-6 (a) 中，三角波电压 U_T 加到比较器输入端，与输入电压 u 进行比较，比较器输出脉冲 φ_1 控制电流输入开关。图 4.4-6 (b) 是利用比较器回差控制正负基准电压 U_R 的接入时间，比较器产生调宽脉冲 φ_2 。图 4.4-6 (c) 是将积分器的输出电压与三角波电压 U_T 进行比较，产生调宽脉冲 φ_3 。上述三种脉冲调制方式中，图 4.4-6 (b) 原理最简单，所用元器件少，误差和相移居中；图 4.4-6 (a) 原理较复杂，误差和相移最小；图 4.4-6 (c) 原理较简单，但误差和相移相对较大。

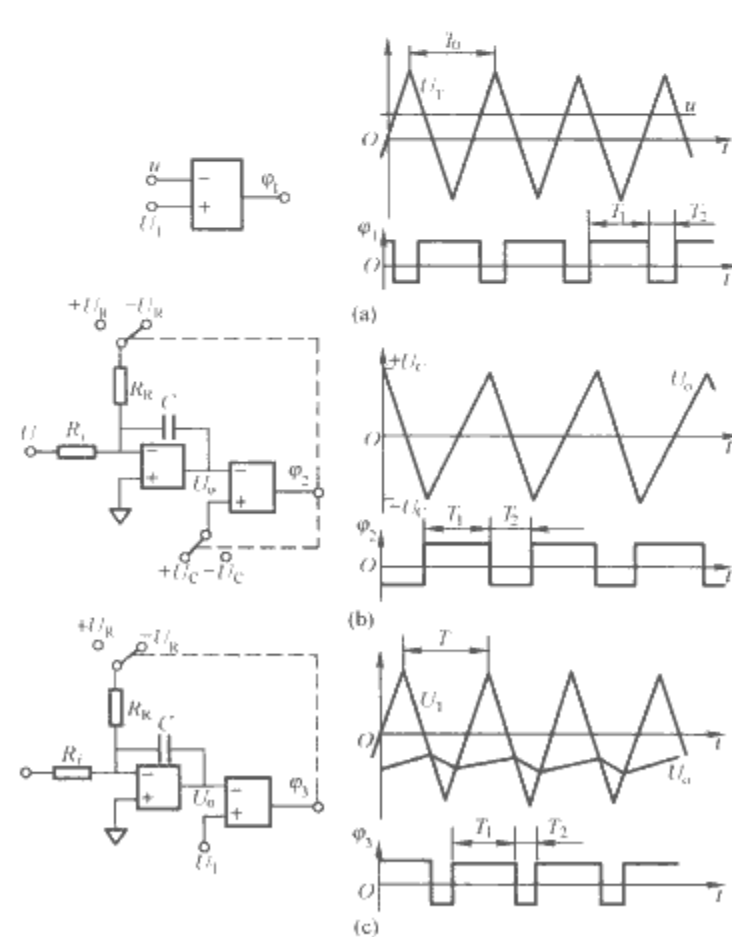


图 4.4-6 常用的三种脉冲调宽方式及其波形图
(a) 脉冲 φ_1 ；(b) 脉冲 φ_2 ；(c) 脉冲 φ_3

4.4 基于采样计算原理的电子式电能表

基本原理参见本篇第 8 章的 6。被测电压、电流经输入级 (TA 和 TV 组成) 调理后，由采样保持器多路开关、模数转换器每隔一定时间间隔对它们进行一次模数转换，数字化的瞬时电压、电流值，可根据式 (4.4-6) 由微处理器计算出功率值

$$P = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N u_j i_j \quad (4.4-6)$$

式中： N 为一个交流周期的采样点数； u_j 为第 j 个采样点时刻电压的瞬时值； i_j 为第 j 个采样点时刻电流的瞬时值。

然后，根据瓦秒法便可计算出某一段时间内的电能值，并由显示器或打印设备显示或打印出计量结果。一般地，这类电能表的准确度不高，约为 $0.5\% \sim 0.2\%$ ，但其在非正弦功率电能的测量中非常有用。目前已研制出有高精度采样/保持器和快速高位模数转换器，并在电路设计和制作上采取减少漂移、提高内部基准的稳定度等措施，使基于这种模式的电能表的准确度有所提高。

4.5 基于模拟数字乘法原理的电子式电能表

这种电能表利用快速 A/D 转换器将被测瞬时值电压 U_U 转换成数字量，再送入乘法型四象限 D/A 转换器，并让该信号与被测电流成正比的模拟电压 U_I 相乘 (见图 4.4-7)，D/A 的输出电压为

$$U_0 = \frac{2}{U_m} U_U U_I \quad (4.4-7)$$

式中： U_m 为 A/D 转换器输入电压的最大值。

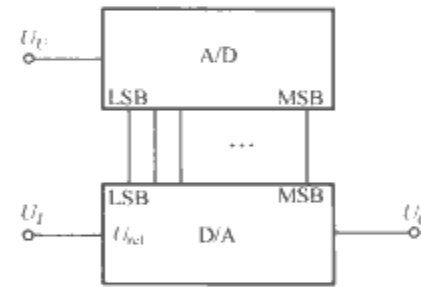


图 4.4-7 模拟数字乘法原理图

4.6 基于霍尔效应原理的电子式电能表

用霍尔元件做乘法器构建的电子式电能表的原理如图 4.4-8 所示。将霍尔元件置于与被测电流 I 成正比的磁场 H_1 中，在霍尔元件上通以与被测电压 U 成正比的电流 I_U ，根据霍尔效应原理，霍尔元件的输出电压 U_0 为

$$U_0 = KK_1 K_2 UI \quad (4.4-8)$$

式中： K 为霍尔元件的转换系数； K_1 为被测电流 I 与磁场 H_1 的转换系数； K_2 为被测电压 U 与电流 I_U 的转换系数。

霍尔元件原理简单，易于做成固体组件。但由于霍尔元件是由半导体材料制成的，所以其受温度影响较大，准确度

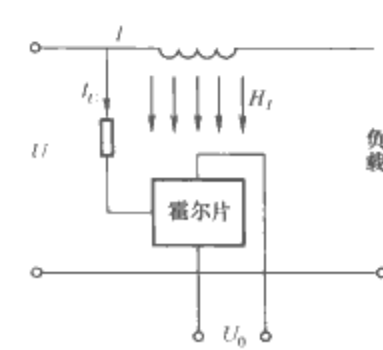


图 4.4-8 霍尔乘法器原理

不高。

4.7 基于过采样 $\Sigma\Delta$ 模数转换器的电子式电能表

4.7.1 过采样 $\Sigma\Delta$ 模数转换器

过采样 $\Sigma\Delta$ 模数转换器是近年发展起来的一种模数转换技术,它以制造成本低、分辨率高、线性度好、抗干扰能力强等特点,在许多场合,特别是既有模拟信号又有数字信号的混合信号处理场合得到广泛应用。目前,市场上已出现了利用这类模数转换技术制作的电能计量集成芯片,例如 AD7755。

过采样 $\Sigma\Delta$ 模数转换器的实现主要包括过采样技术、 $\Sigma\Delta$ 调制技术以及数字滤波技术等,其原理结构如图 4.4-9 所示。

所谓过采样是指以远远高于奈奎斯特采样频率的频率对模拟信号进行采样。根据信号采样量化理论可知,如果输入信号的最小幅度大于量化器的量化阶梯,并且输入信号的幅度随机分布,那么量化噪声的总功率是常数,与采样频率 f_s 无关,并且在 $0 \sim f_s/2$ 的频带范围内均匀分布。因此,量化噪声电平与采样频率成反比,即提高采样频率可以降低量化噪声电平;又由于基带是固定不变的,因而基带范围内的噪声功率将相应减小,这样便可以提高信噪比。

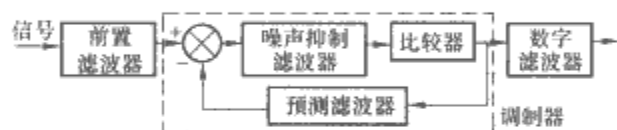


图 4.4-9 $\Sigma\Delta$ 模数转换器结构

图 4.4-9 中的 $\Sigma\Delta$ 调制器对输入信号是无失真传输,而对量化噪声则以一阶差分的形式传输。从频域来看, $\Sigma\Delta$ 调制器是高通滤波器,即将量化噪声从基带内搬到基带外的更高频段,这称为噪声整形技术。根据 $\Sigma\Delta$ 调制器中积分器的数量,可将其分为一阶调制器、二阶调制器或更高阶调制器。目前,一阶调制器和二阶调制器比较成熟且稳定性较高,高阶调制器通常由一阶或二阶调制器级联构成。

图 4.4-9 中数字滤波器的作用,是抗混叠以及滤除 $\Sigma\Delta$ 调制器在噪声整形过程中产生的高频噪声。数字滤波器既可以采用有限脉冲响应滤波器,也可以采用无限脉冲响应滤波器。交流应用场合大多采用有限脉冲响应滤波器。

随着过采样 $\Sigma\Delta$ 模数转换技术的日趋完善,它在电能计量领域中将有更广阔的应用前景。

4.7.2 基于过采样 $\Sigma\Delta$ 模数转换器的电子式电能表

CS5460A 是美国 CRYSTAL 公司研制出的一款包含两个 $\Sigma\Delta$ 模数转换器和一个串行接口的单相双向功率/电能计量集成电路芯片。它主要应用于单、三相电子式电能表的制造。CS5460A 的性能优越,可测量瞬时电流、瞬时电压、瞬时功率、电压有效值、电流有效值、功率有效值和电能;具有片内“看门狗”定时器和内部电源监视器;其双向串行接口与内部寄存器阵列,可以方便地与微处理器相连接;既具有机械计度器,也带有步进电动机驱动器;片内还有十分准确的 2.5V 参考电压;其外部时钟的最高频率可达 20MHz;能够指示功率方向;还有外部复位的引脚。

正由于 CS5460A 可用于测量瞬时电压、瞬时电流、瞬时功率、电能以及电压和电流的有效值,且测量结果能以 24 位有符号或无符号形式存储在内部寄存器中,因此可以用其设计单相多功能电能表。此外,由于 CS5460A 还提供了电能计量脉冲输出端口 EOUT 和功率方向端口 EDIR,因而可以方便地与步进电动机计数器连接,组合成简单的电子

式电能表。

图 4.4-10 是基于 CS5460A 构成的单相电子式电能表的典型电路。所制成的电子式电能表的基本电流的有效值 $I_b = 20A$,工频 (50Hz) 相电压有效值 $U = 220V$,计量常数 $K = 500imp/kWh$,最大电流有效值 $I_{max} = 100A$,最大电压有效值 $U_{max} = 300V$ 。

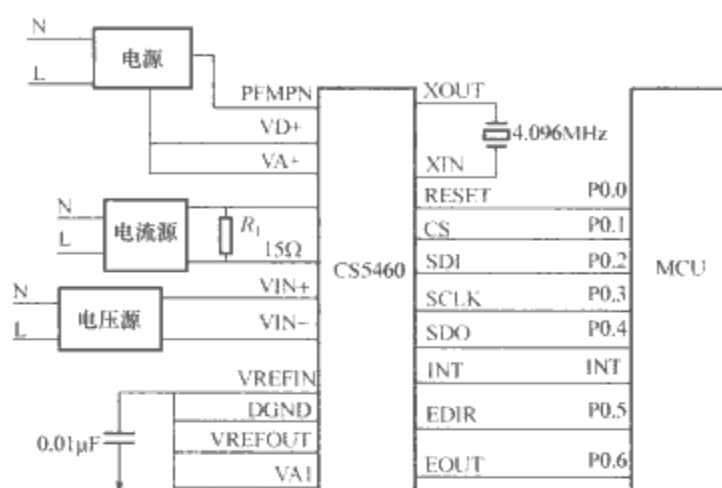


图 4.4-10 基于 CS5460A 构成的单相电子式电能表的典型电路

也可以用三个 CS5460A 芯片共同制成三相多功能电子式电能表,当然,要输入给 CS5460A 芯片的参数,都要符合 CS5460A 芯片的相关技术要求。在具体制作上,通过 MCU 将计量到的三相电能数值信息进行处理后,就可由 MCU 发出计度脉冲;同时,也可以提供计量到的每一相的用电情况。利用三个 CS5460A 芯片制成的三相多功能电子式电能表计量有功电能的准确度可达到 0.5 级,计量无功电能的准确度可达 0.1 级。

市场上已有多种基于过采样即 $\Sigma\Delta$ 模数转换技术制作的电能计量集成芯片,例如,除 CS5460A 芯片之外,还有 AD7755、MSP430FE42X 等。

5 特殊用途电能表

5.1 多费率电能表

多费率电能表也称分时计(量)费电能表、峰—谷电能表等,它是执行多费率电价的电能计量仪表。多费率电能表把每天分成若干时段,对各时段内的用电量分别进行累计,并按不同的电价进行计费。

多费率电能表一般由电能表、时间开关和计度显示等主要部分组成。根据使用的电能表、计度显示装置的形式及计度器投入、退出计数的方式,多费率电能表有全机械式、电子与机械混合式和全电子式三种类型。

全机械式多费率电能表以感应系测量机构计量电能,由两只或三只机械计度器组成的多费率计度器进行计度,其中某一计度器的投入或退出由时钟机构及继电器控制。电子与机械混合式多费率电能表,由感应系测量机构加装电子脉冲电路等构成。对其所产生的电子脉冲有两种处理方式:一种是让电子脉冲去驱动小型步进电动机或其他电磁机构,使累计峰、谷电量的机械计度器累积计数。峰、谷两只计度器是另外加装的,它们由电子时间开关按预定的时段进行切换,而电能表上的原计度器负责累积总耗电量。另一种方式是将电子脉冲送入数字电路,计算峰、谷电量,并用数字显示器显示,电能表的原计度器仍累积总耗电量。全电子式多费率电能表,即其全部功能均是由电子电路实现的电能表。目前

我国广泛使用的是电子与机械混合式多费率电能表。在民用电能计量方面，全电子式多费率电能表的用量逐年上升。

5.2 最大需量电能表

最大需量电能表简称最大需量表，由最大需量指示器和三相电能计量单元组成，可以测量三相有功电能和每一时段内（如每15min）的平均功率，并可指示出若干时段内耗用功率的最大值。它是供用电管理部门掌握用电大户耗电量情况的特殊电能表，并据此按另行规定计算电费。

根据使用的电能计量单元和最大需量指示器的不同，最大需量电能表分为以下三种形式：

（1）机械式最大需量表。它由三相感应系测量机构与机械式需量指示器组合而成，按照不同构造和功能，又分指针式、积算式和记录式等。这种形式的最大需量表因结构复杂、制造困难、使用不便，目前已很少生产。

（2）电子机械式最大需量表。它由三相机械脉冲式电能表（感应系测量机构加电子脉冲电路）和电子式需量指示器组合而成。电子式需量指示器可以由数字电路组成，也可以用微处理器做成专用集成电路芯片，一般后者都是与多费率表合在一起。这种最大需量表目前国内用得较多。

（3）全电子式最大需量表。它由全电子式电能表和电子式需量指示器组成，但多做成多功能形式，很少只作为最大需量表使用。

5.3 电力定量器

电力定量器是对电力使用情况进行监控的仪器，它的主要功能有超负荷指示（报警）和超负荷控制（跳闸）等。

目前国内生产的电力定量器主要有电流型、电功率型和电能型三种类型。电流型电力定量器利用测量电流来控制动力负荷装置，在供电电压变化不大、负荷比较稳定的情况下使用，由于其误差较大，基本已被淘汰。电功率型电力定量器是用功率表来测量负荷功率并控制动力负荷装置的，它以三相功率表作为测量元件，由控制电路和继电器为控制元件。电能型电力定量器用电能表作为测量元件，并在其上加装机械式电能定量计数器（指示针），具备电能定量功能。除测量元件外，其工作原理和电功率电力定量器基本相同，所以它可对电能和功率同时进行定量控制。随着单片机技术的发展，近年来已有以单片机或嵌入式系统为控制核心的电力定量器问世。

5.4 预付费电能表

它能按用户预先购买的电能数控制用户的用电量。当用户购买的电能数用完时，该表能自动切断供电电源。过去多采用投币式电能表，但由于其可靠性低，没有普及应用。目前国内外使用较多的有磁卡式和电子卡式也称IC卡式预付费电能表。

5.5 多功能电能表

它集多费率电能表、电力定量器、最大需量表于一体，可对电能、功率、瞬时功率实行定量控制并可计算出瞬时负荷率。多功能电能表采用微处理器技术和智能化设计，并有打印输出，可对多达几十种的功能实行不同组合。多功能电能表主要由功率转换部分和控制部分组成。功率转换部分采用机械脉冲式或电子式功率转换器，将负荷功率转换成频率与之成正比的电子脉冲输出。控制部分由单片机（嵌入式系统）、电子时钟、显示器和执行机构等组成。电子时钟具有

年、月、日、时、分、秒及闰月转换功能，在系统断电时，时钟至少能工作一个月以上。显示器用于显示时间、瞬时功率、最大需量、耗电量等值。执行机构中由蜂鸣器报警，继电器执行跳闸。

5.6 具有防窃电功能的电能表

为对付可能存在的窃电行为，人们也开发制造出具有防窃电功能的电能表。从理论上讲，不可能设计出一种万能的可防止窃电的电能表。这种电能表在具体实现上，通常是在前述的电子式电能表上作些改进，以使其具有相应的防窃电能力。

5.6.1 防反接电流线窃电

很多电子式电能表都能做到将反向用电计入正向用电，如此，便可有效预防反接电流线的窃电。

5.6.2 防表外短接电流线窃电

有些种电子式电能表采用锰铜片作分流器，即其电流回路的电阻很小，如此，当有人在电能表外进行短接时，分流作用不明显，结果就较成功地预防了在电能表外加装短接电流线的窃电。对表外短接电流线的窃电行为，还可采用专用回路来判别，其工作原理如图4.4-11所示。

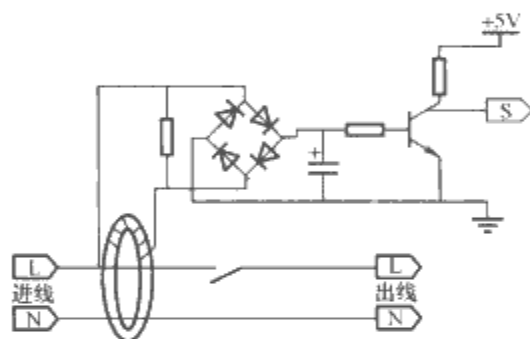


图 4.4-11 以专用回路防“跨接”窃电原理线路示意

图4.4-11中，正常时流过L线（某一相）和流回N线（中性线）的电流应完全相等，相应地，线路中S点应为高电位。一旦有跨接窃电现象，就不再有L线、N线电流相等的关系，从而致使S点变为低电位。如此，便可判别出是否存在跨接窃电行为。

5.6.3 使用防窃电专用计量芯片

所谓防窃电专用电能计量芯片，是在通常用电能计量芯片基础上增加一路模拟输入通道，专门用于测量相线和中性线上的最大电流，并自动选择最大电流值作为计量依据，从而达到防窃电的目的。

5.6.4 防断开电压互感器窃电

供电系统中，某一相或某两相的电流大于 $5\%I_b$ 、电压小于 $(78\% \pm 2\%)U_n$ 时，称相应的相失压。如果三相电能表的三相电压互感器都被切断即电能表本身没有了电源，那其已无法进行计量。此条件下，若电流线中无电流，电能表不工作是正常的。而如果电压互感器被切断而电流线中仍有电流，电能表不能正常计量，但用户在照常用电，那么，或者是用户在窃电，或者是电压互感器出现了故障。这种情况，对电子式电能表而言称为“全失电压”。不管是窃电还是电压互感器有故障，都需要追补电能数。三相多功能电子式电能表一般都有失电压记录功能和全失电压计时功能，其不但能记录失电压开始到结束的累计时间，且能记录失电压时所用的电能数（以一相失电压累计电能数或两相失电压累计电能数表示），为追补电量创造了有利条件。

5.6.5 防软件窃电

电子式电能表依托相应的软件, 具有了丰富的参数设置功能、强大的通信功能和高级的校准功能。有的窃电者利用电子式电能表的清零功能、清需量功能、电表底数设置功能、时区时段设置功能以及时钟调整功能等, 从软件入手, 改变电能表的用电数据、时钟、误差等, 以达到多用电少付费即窃电的目的。防止软件窃电的方法有软件加密法、硬件加密法和“安全认证”法。

(1) 软件加密法。在电子式电能表的软件上, 不同地区使用不同的密钥, 以防止跨地区窃电。不同级别的管理人员有不同的权限, 其中: 高级管理人员密级最高, 不但赋予参数设置和调校误差的权限, 而且可修改下一级的密码; 中级管理人员有抄表、调整时钟、清需量和装表时的清零权; 而低级管理人员只有抄表权。

(2) 硬件加密法。由于使用电能表的与电能量、时间等有关的功能必须打开表盖, 直接接触到某些硬件才能实现, 为此, 电能表表盖是被铅封的。例如预付费电能表, 以前可用新表设置卡窃电, 即只要有一套售电软件, 制造一个新表设置卡, 就可以改变表内的剩余电费数值, 达到窃电目的。现在的预付费电能表, 必须要由供电局的管理人员亲临现场, 打开表盖, 接触电能表内的相应硬件, 电能表才能认识新表设置卡。

(3) “安全认证”法。给电子式电能表赋予一定的智能功能, 使其可确认目前所处的是实验室状态还是现场安装状态。在实验室状态下, 可以对电子式电能表进行参数设置, 如清零、设底数(电能数)、调时钟及调误差等; 而在现场安装状态, 则只允许抄表及每天调时钟不超过1次, 且一次调整不许超过5s, 如此, 最大限度地控制了软件窃电。

5.6.6 利用远程通信手段实时检测防窃电

有的窃电手段超出一般想象, 如既不断开电压互感器, 也不在电能表外短接电流互感器, 且也不利用软件手段窃电, 而是通过在电能表内加装无线遥控窃电器的方式窃电, 使供电管理部门不易发现。对此, 可以利用电子式多功能电能表功能强大的特点, 对其实施远程实时通信, 监视不规矩的用电行为。其具体实现方法有两路信息比较法和三路信息比较法。

5.6.6.1 两路信息比较法

这种方法的原理如图4.4-12所示。鉴于电子式多功能电能表对外一般都有RS-485接口, 于是可以把电能表的RS-485接口和脉冲输出口通过传输媒质同时与远程通信终端RTU连通。如此, RTU收到两路信息, 一路是经RS-485接口传来的数字信息 D , 一路是电能表输出的反映所计量电能量的脉冲串。

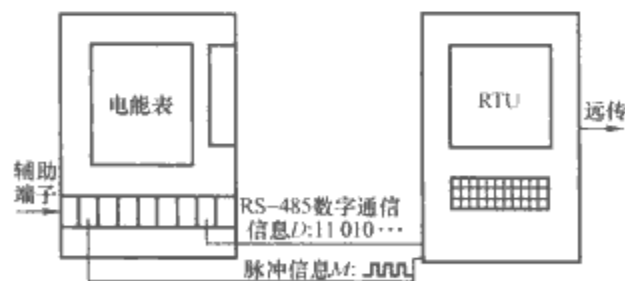


图 4.4-12 防窃电的两路信息比较法原理

令 D 为当前计量到的总电能量, D_1 为峰电能量, D_2 为平电能量, D_3 为谷电能量, 即 $D=D_1+D_2+D_3$ 。另外, 可将RTU设计得功能强些, 使其有自己的百年日历和实时时钟等。RTU可以对从电能表读回的脉冲串进行分时计度。令 M 代表RTU对脉冲串积累计度的结果, 且令 M 为总有

功电能量, M_1 为峰有功电能量, M_2 为平有功电能量, M_3 为谷有功电能量, 即有 $M=M_1+M_2+M_3$ 。如此, 从RTU远处传回管理部门总控制台有计量到的两种电能量, 一种是从RS-485接口传回的 $D/D_1/D_2/D_3$; 另一种是RTU靠累计得到的 $M/M_1/M_2/M_3$ 。如此, 可以用 $D/D_1/D_2/D_3$ 进行计费、计算线损, 而利用 $M/M_1/M_2/M_3$ 来判断 $D/D_1/D_2/D_3$ 是否有误。具体地, 若 $D \approx M$, 表明电能计量情况正常; 如果 $D \neq M$, 说明计量出现异常, 存在窃电或故障; 若 $D \approx M$, 且 $D \neq D_1+D_2+D_3$, 表明电能表内的卡坏了, 或应该修改电能表的表底数; 而如果 $D \approx M$, 但 $D_1 \neq M_1$ 、 $D_2 \neq M_2$ 、 $D_3 \neq M_3$, 就表明时钟错。

上述分析说明, 虽然窃电者可以修改数据, 但无法修改脉冲串, 如此, 一旦有经软件修改数据从而窃电的现象发生, 管理部门可立即从 $D \neq M$ 处发现; 而若窃电者靠修改时钟实施窃电, 其只能修改电能表的时钟, 而修改不了RTU的时钟, 于是, 相应的窃电行为便可通过 $D_1 \neq M_1$ 、 $D_2 \neq M_2$ 、 $D_3 \neq M_3$ 的比较结果被发现。而且, 经这种比较也可以发现相应故障, 对提高电能计量的可靠性也有帮助。

5.6.6.2 三路信息比较法

虽然两路信息比较法可以发现软件窃电或相应故障, 但其对断开电压互感器或短接电流互感器窃电就无能为力了。于是产生三路信息比较法, 其原理如图4.4-13所示。可见, 其与前述方法的不同之处在于增加了一路由功率变送器输出的脉冲串 P 。令: D 代表电能表示值的数字信息, 且 $D/D_1/D_2/D_3$ 对应着相应的“总/峰/平/谷”信息; M 代表RTU对电能表输出的脉冲串的累计分时信息, 且 $M/M_1/M_2/M_3$ 对应着相应的“总/峰/平/谷”信息; P 代表RTU对功率变送器输出的累计分时信息, 且 $P/P_1/P_2/P_3$ 对应着相应的“总/峰/平/谷”信息。于是, 这种方法对 D 、 M 、 P 的比较结果如下: $D \approx M \approx P$, 表明情况正常; $D=0$, $M=0$, $P \neq 0$, 意味着电能表坏或有人窃电; $D \approx M \approx P$, $D_i \neq M_i \neq P_i$ ($i=1, 2, 3$), 表明时钟错; $D \neq 0$, $M \neq 0$, $P \neq 0$, $D \neq M \neq P$, 表明数据乱, 电能表内卡已坏。

利用三路信息比较法, 可以防止或发现多种软硬件方法的窃电行为。

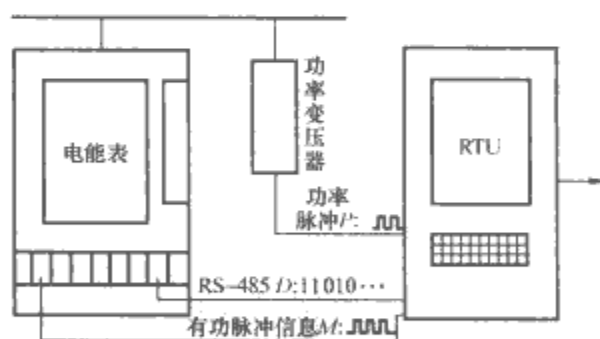


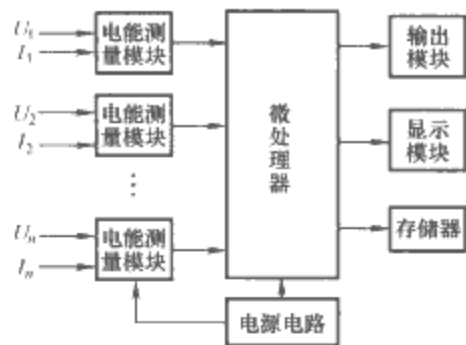
图 4.4-13 三路信息比较法原理

5.7 多用户电能表

5.7.1 多用户电能表的基本原理

多用户电能表原理框图如图4.4-14所示。它由多个测量单元采集多个用户的用电信息, 都交由一个单片机(或微处理器或嵌入式系统)进行分析、处理, 之后经一个显示器循环输出、显示, 并由一个电源模块供电。视实际需求, 通过改变单片机中的电能表软件等, 多用户电能表可以具有分时计费、预付费、红外抄表、远程抄表等功能。

一块多用户电能表可对多达几十个用户的用电情况进行计量和监测。电子式多用户电能表实现的对多个用户用电情



况的集中计量，可有效防止窃电行为或抄表过程中人为伪造数据，而且表的整机体积小，质量轻，安装方便，工程费用低。

5.7.2 多用户电能表的测量通道

多用户电能表有多个测量通道，它们可由专用的电能计量芯片构建，也可用高准确度电压互感器和电流互感器组成。

5.7.3 多用户电能表的显示

多用户电能表的显示器可由 LED 显示器构成，也可采用 LCD 液晶显示器组建。LED 显示 8 位，前 2 位为分户号，后 6 位显示分户用电量。所显示的用电量与分户号相对应，最高显示数为 9999.99kWh；分户循环显示，一个显示循环中，每户用电量的显示时间为 3~5s。

5.7.4 多用户电能表的接线方式

电子式多用户电能表不但可分户单相接线，还可以分户经三相四线制供电系统接线。也就是说，电子式多用户电能表既可以作为单相有功电能表使用，又可作为三相四线制有功电能表使用。通常它还配备有检定输入和输出端子，便于在现场实施检定。

5.8 模块化电能表

用于居民用电量计量的单相电能表，功能相对单一，大多只适应某一项具体的供用电计费政策。面对电力市场越来越开放和与之相适应的电能计量管理政策的变更和调整，构造固定、功能单一且不可更改式的电能表，很可能遭致被成批更换、淘汰的厄运。这无疑会提高电能计量的成本，甚至因整个电能计费管理系统需要重构而导致可观的经济损失。

针对上述问题，将电能表采用模块化结构进行设计并制造，可适应上述这些不可避免的因计量计费政策的变化而提出的电能表应改变计费功能或计费方式等新需求，且还可降低电能表的制造成本。其实对居住在楼房的居民用电户而言，完全可认为一个单元的所有用电户取用的是一个已知的公共电压，因此，每户的用电量由一个电流互感器便可确定。此时，把采集到的各用电户取用的电流和公共电压交由微计算机（电能表中的微处理器、嵌入式系统等）按属地执行的用电计费政策进行计算，即可得到各用电户应缴纳的电费数。近些年国内研制生产出的总线式模块化单相电能表就体现了上述设计思想。这种模块化电能表的结构如图 4.4-15 (a) 所示，其中 A 模块是每户都有的，主要承担用电量的计量、累计和显示等功能，称作计量模块；而 B 模块负责完成分析、处理、控制人机接口等工作，如预付费表 IC 卡的处理、与手持抄表设备的通信、不同费率的设置与调整等，称作分析处理控制模块。一个分析处理控制模块 B 能服务于若干个计量模块 A（如 24 个）。当电能计量计费政策或计费方式等根据现实需求发生改变时，无需全面更换电能表，而只要更换分析处理控制模块即 B 模块，就能使这种真正意义上的多用户组合式电能表的功能按需得到更换或升级（例如由后付费方式变为

预付费方式，由单一费率变为复费率或变成预付费/复费率组合方式，或变为低压电力线载波抄表模式等）。

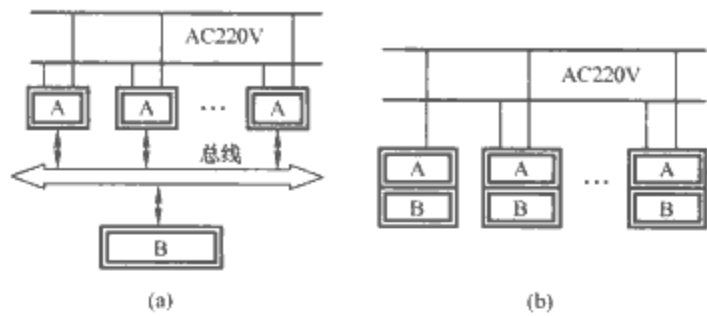


图 4.4-15 模块化电能表与传统电能表的结构比较

(a) 模块化电能表结构；(b) 传统电能表结构

与传统电能表相比 [见图 4.4-15 (b)]，采用模块化结构制造电能表，一方面可降低电能的计量成本；另一方面，对运行中出现故障的计量模块，可在现场进行单独更换，而对其他用电户的电能计量不会受到影响，既便于维护，又节省维护费用。再则，这种电能表具有功能模块化、结构标准化等特点，很好地解决了供用电管理部门在选购电能表上对某个厂家产品过分依赖的问题，并也为规范电能表的研制与开发提供了可能。

5.9 TOU 表及 TOU 系统

TOU 表 (TIME OF USE METERING) 是在峰、谷、平值电能表基础上发展起来的一种功能比较齐全的智能型电能计量仪表，就其意义来说，是一种限制使用时间的电能表。TOU 表由感应系测量机构加 TOU 计度器组成。TOU 计度器是一个以微处理器（嵌入式系统）为核心的电子组件，包含荧光管或液晶显示器、固态时钟、感应系测量机构与 TOU 计度器接口电路、失电备用电源以及与抄表器通信的接口电路等。TOU 表有多种显示功能，例如，表 4.4-1 中给出了西屋公司生产的 EMF-2 型 TOU 表的显示内容。

表 4.4-1 EMF-2 型 TOU 表的显示内容

| | |
|------------------|---------------------|
| I 时间/日期 | (25) 时间 |
| (1) 时间 | (26) 日期 |
| (2) 星期 | (27) 第三次最大值 (kW) |
| (3) 日期 | (28) 时间 |
| (4) 季度 | (29) 日期 |
| II (5) 总电量 (kWh) | (30) 第四次最大值 (kW) |
| III 分段量 | (31) 时间 |
| (6) 峰电量 (kWh) | (32) 日期 |
| (7) 峰指示功率 (kW) | (33) 第五次最大值 (kW) |
| (8) 峰功率增值 (kW) | (34) 时间 |
| (9) 平电量 (kWh) | (35) 日期 |
| (10) 平指示功率 (kW) | VI 电能表资料 |
| (11) 平功率增值 (kW) | (36) 电能表标识符前五位 |
| (12) 谷电量 (kWh) | (37) 电能表标识符后五位 |
| (13) 谷指示功率 (kW) | (38) 计度器常数 |
| (14) 谷功率增值 (kW) | (39) 电能表规格 |
| IV 指示功率发生时/日 | (40) 投入使用日期 |
| (15) 峰指示功率的时间 | (41) 最近重编程日期 |
| (16) 峰指示功率的日期 | (42) 电压互感器变比 |
| (17) 平指示功率时间 | (43) 电流互感器变比 |
| (18) 平指示功率日期 | VII 用户资料 |
| (19) 谷指示功率时间 | (44) 峰最大需量(kW)警告继电器 |
| (20) 谷指示功率日期 | (45) 平最大需量(kW)警告继电器 |
| V 检查数据 | (46) 谷最大需量(kW)警告继电器 |
| (21) 第一次最大值 (kW) | VIII 核对资料 |
| (22) 时间 | (47) 需量回零累计次数 |
| (23) 日期 | (48) 最后自动读数日期 |
| (24) 第二次最大值 (kW) | (49) 最后需量回零日期 |

TOU表还可通过用户警告继电器、负荷控制输出继电器及脉冲输出继电器等提供输出信号,用于提示用户、对负荷进行控制和与TOU系统进行通信等。

TOU系统是指用户TOU表、读出/编程器、接口电路、中央站、打印机及账单计算机等组成的电能测量、数据收集、传送、处理系统。TOU系统可以非常方便地修改TOU表的参数和程序。TOU系统框图如图4.4-16所示。

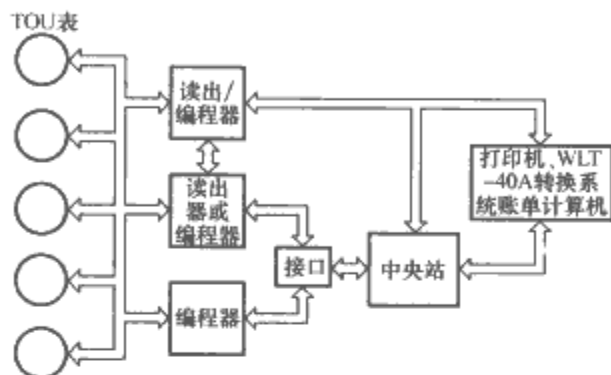


图 4.4-16 TOU 系统框图

5.10 电力负荷投切控制系统

电力负荷管理的主要目标是平抑电网负荷曲线,以提高电网运行的经济性、安全性和投资效益。采用多费率电价是一种经济手段;在用电高峰时切除一部分可间断供电负荷是另一种技术手段,称为直接负荷投切控制。负荷投切可由当地的开关、定量器等装置分散实施控制;也可以由电网控制中心按电网的需要,通过控制信道和设在用户处的接收机对各用户的负荷进行集中投切控制,这种集中投切控制系统就称为电力负荷投切控制系统。

各种电力负荷投切控制系统均由中央控制器、发射器、信道和接收终端等构成,有双向通信也有单向通信。根据信号通信方式的不同,目前使用的电力负荷投切控制系统主要有三种,即纹波(音频)负荷投切控制系统、电力线载波负荷投切控制系统和无线电负荷投切控制系统。

(1)纹波(音频)负荷投切控制系统是将编码的音频信号叠加在电网上传送控制命令,使用频率范围是150~350Hz,信号电压为电网电压的1.5%~1.7%。这种系统的优点是抗干扰性强,可靠性高;缺点是反向数据传输困难,信号发生和注入设备大,成本高。

(2)电力线载波负荷投切控制系统是将4~100kHz的信号叠加在电网上传送,可以构成双向通信系统,其设备小,所需投资小,但在低压电网上传输信号需解决抗干扰问题。

(3)无线电负荷投切控制系统是以无线电波作为控制信号的载体,频率范围为150~900MHz,可利用广播调幅或调频台,也可自设发射台发送控制命令。这种方式一般可覆盖半径为30~40km的面积,设备简单,成本低,但易受干扰。

对一个大的电力系统的监控,可由多层结构的负荷投切控制系统构成,每一层都可与自动抄表子系统、电网监控子系统相连,以形成用电自动化系统或配电自动化系统。

6 自动抄表系统

自动抄表(Automatic Meter Reading, AMR)是指采用通信和计算机网络等技术自动读取和处理测量或计量表的测得数据。狭义上讲,自动抄表是针对用户所耗用电能数据的自动抄取;广义上讲,自动抄表可用于多种表计数据的自动抄取,例如电能表、水表、燃气表及热量表等。按自动化程度的不同,抄表系统可以有所谓“半自动”与“自动”之分。但若不

做严格划分,有时也泛称为自动抄表系统。

6.1 自动抄表系统的构成

自动抄表系统由具有自动抄表功能的电能表、采集器、信道、集中器、主站设备等构成,如图4.4-17所示。具有自动抄表功能的电能表是自动抄表系统中最基本、最末端的设备。一般的电子式电能表都具备某种自动抄表的功能;感应系电能表再加装转换装置后,也可应用于自动抄表系统。

采集器的作用是将多台电能表连接起来,将电能表传来的数据准确接收、累计、存储,并在需要时将表计传来的数据以某种方式向上级发送。

信道是数据传输的通道。从集中器到主控站之间规定为上行信道,从集中器到采集器之间规定为下行信道,它们可以采用相同的通信方式,也可采用不同的通信方式。

集中器是自动抄表系统的核心,能够接收主控站的命令,将抄收并储存在各采集器中的数据传送到主控站。

主控站由工作站和相应的软件等构成。典型的自动抄表软件具有远程设置集中器参数、自动抄收电能表数据、绘制用电曲线、警告异常用户等功能。

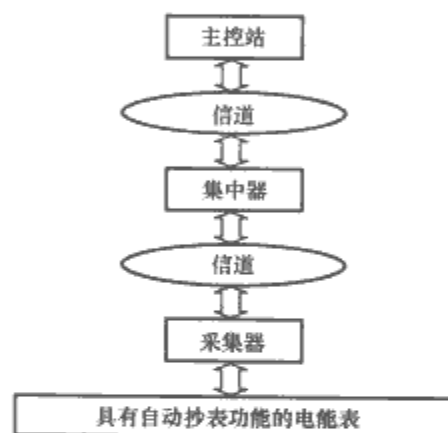


图 4.4-17 自动抄表系统构成框图

6.2 自动抄表系统的通信方式

自动抄表系统中通信方式的选择至关重要,关系到整个系统的造价、工程量和维护量。常用的通信方式可分为两大类,即有线通信和无线通信。

6.2.1 有线通信技术

自动抄表系统所使用的有线通信技术,主要包括光纤、电话线、RS-485总线、低压电力线载波和仪表总线通信等。

(1)光纤通信。这种通信方式的连接节点造价和安装费用均较高,但具有频带宽、通信距离远、传输速率高、抗干扰能力强等优点,应用范围较广。

(2)电话线通信。这种通信方式投资小,适用范围广。然而,利用电话线通信很难做到实时监控,传输数据易堵塞,且租赁费用偏高,不适合大容量系统的通信传输。

(3)RS-485总线通信。国内已建成的自动抄表系统中,有不少都采用这种通信方式。其具有数据传输速度较快、通信质量较高等优点;但布线的工作量大,且通信信道易受外界因素破坏,难以维护。

(4)有线电视电缆通信。这种通信方式是利用有线电视的电缆传输数据,传输信道容量大,信号质量好。

(5)低压电力线载波通信。这种通信方式是供电系统特有的一种通信方式,其充分发挥了低压电力线覆盖面广、无需重新布线的优势。为改善低压电力线载波通信的质量,实现数据的可靠传输,可采用振幅键控、移频键控、移相键控、正交双边带调制及无载波调幅调相等调制方式。为实现数据的高速传输,可

采用窄带通信、双音多频调制、线性调频脉冲、多路载波调制、扩频、超窄带及多路载波等传输技术。

(6)仪表总线通信。这种通信方式主要用于底层仪表数据的采集,目前国外应用较多。

6.2.2 无线通信技术

自动抄表系统所使用的无线通信技术,主要包括卫星、无线电波、红外线和 GSM 短信息通信方式等。

(1)卫星通信。这种通信方式利用近地轨道卫星通信系统传送和接收数据信息,可实现远距离的异地联网,可用于抄读难以抄到的电能表或其他表计。

(2)无线电波通信。基于无线电波通信技术,自动抄表系统可分为使用小功率无线发射装置的现场手持无线抄表和使用小型大功率无线电台的远程无线抄表两种实现方式。前一种方式与红外抄表类似,通信距离更远,实用性更强,但信号在传输过程中不够稳定,而且无线发射装置本身也存在功耗问题,因而没有广泛采用。后一种方式覆盖范围广,技术成熟,实时性较好,成本较低,但由于通信时需要申请频点的使用权,因而常用于大用户电力负荷的监控以及用电管理系统中。

(3)红外线通信。利用红外线实现的自动抄表系统,其在红外可视距离内能非接触地读取仪表数据,操作简单方便,成本较低,但信息传输距离较短,对方位性要求高,且系统的自动化程度较低。这种通信方式适用于计量仪表相对集中的城市居民区。

(4)GSM 短信息通信。利用 GSM(Global System for Mobile communication)短信息通信方式实现自动抄表,需要在管理中心和各集中器中加装无线通信模块,并在用户端装配数字化计量仪表,以实现通信。采用这种通信方式,无需重新组网,价格较低,且免于维护,但系统实时性及可靠性较差,可能发生信息拥塞或丢失现象,不适于业务量大系统的自动抄表。

6.3 典型的自动抄表系统

6.3.1 红外抄表系统

红外抄表系统由手持红外抄表器、带红外通信功能的电能表和管理中心等组成,其示意图如图 4.4-18 所示。手持红外抄表器和电能表均具有红外通信电路。抄表时,抄表员携带手持红外抄表器到电能表装设的现场,对用户用电量等信息进行抄读。抄表完毕后,抄表员可回到管理中心或以远程数据传输的方式,将手持红外抄表器里的数据输送给管理系统进行处理。

红外抄表是以红外线作为通信载体,通过红外光在空中传播来进行数据传输的。红外通信由红外发射器和红外接收器完成。在发射端,发射器发送的数字信号经过适当的调制编码后送入电光变换电路,经红外发射管转变为红外光脉冲发射到空中;

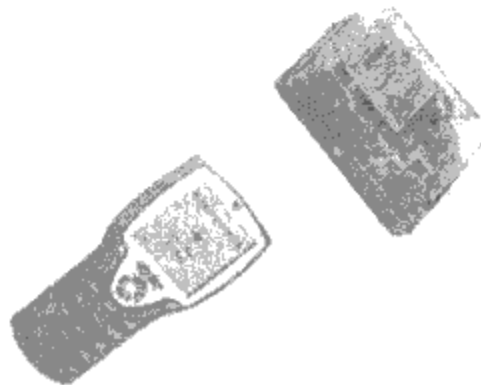


图 4.4-18 红外抄表系统示意图

在接收端,红外接收器将接收到的红外光脉冲进行光电变换,转换成电脉冲信号,然后经译码后恢复出原始数据。

6.3.2 电力线载波自动抄表系统

电力线载波自动抄表系统的数据传输媒介有低压电力线、双绞线、同轴电缆等。以电力线作为传输信道,避免了重新架设线路的麻烦,且能大大减少投资和线路维护工作。在各种自动抄表方案中,电力线载波自动抄表的成本最低。

电力线载波抄表是利用高频信号在电力线上进行传输来实现的。其基本原理是:当采集器向集中器发送数据时,先将数据调制到高频信号上,再经功率放大后耦合到电力线上;高频信号经电力线路传输到接收端后,接收机通过耦合电路将高频信号分离,经滤波和放大处理后,再由解调电路还原出所传输的二进制数字信号。影响电力线载波传输质量的因素主要有电力网络阻抗变化的随机性及其衰减,它制约着信号的传输距离;再则,噪声的干扰决定着数据传输的质量。

为了提高利用低压电力线路传输数据的可靠性,目前主要采用的方法是扩频通信。扩频通信是指用来传输信息的信号带宽远远大于信息本身带宽的一种通信方式,其解调过程是由接收信号和一个与发送端扩频码同步的信号进行相关处理来完成的。扩频通信可利用较大的带宽换取较小的信噪比,此时系统表现出较好的抗干扰性,使强噪声环境下的通信质量得以改善。扩频通信还具有抗衰减能力强的特点,由于信号频带很宽,当某种原因引起信号衰减时,只会使一小部分频谱衰减,而不会使整个信号产生严重畸变。扩频通信有多种具体实现方式,如直序扩频、跳频等。

低压电力线扩频载波自动抄表系统主要由电能表、集中器、主控站和通信信道等组成,下行通信为电力线载波,上行通信可以选择多种方式。图 4.4-19 给出了一种利用电话线作为上行通信方式的低压电力线扩频载波自动抄表系统。

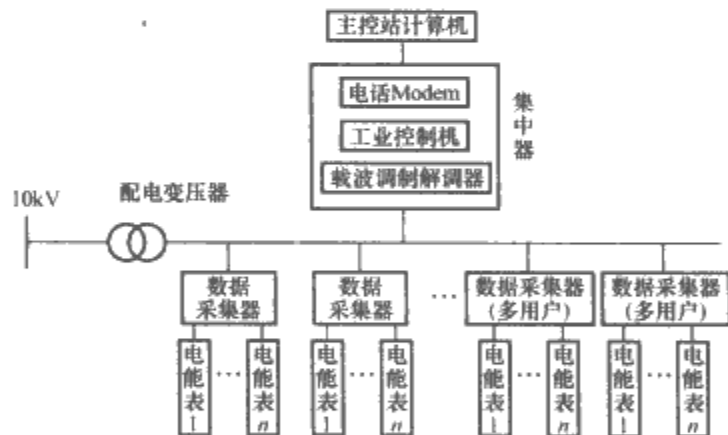


图 4.4-19 低压电力线扩频载波自动抄表系统

6.3.3 GSM 远程自动抄表系统

随着全球移动通信系统 GSM 的迅速普及,短消息服务业务作为 GSM 网络的一种基本业务日趋成熟。将 GSM 短消息技术应用到自动抄表,可大大提高经济效益和社会效益。

GSM 远程自动抄表系统主要由用户端、主控站、GSM 通信三大部分组成。该系统的工作原理是:主控站利用无线调制解调器,通过 GSM 无线网络,分别向各电能表抄表模块发送“抄表短消息”,电能表抄表模块收到该消息,便向集中器发送“抄表指令”,集中器抄读各采集器采集到的电能表数据,并将这些数据组织成“电能表读数短消息”,再通过电能表抄表模块把用电信息回传给主控站。GSM 远程自动抄表系统如图 4.4-20 所示。

6.3.4 RS-485 总线抄表系统

RS-485 总线是一种低成本、易操作的通信技术。RS-485 总线收发器采用平衡发送和差分接收的方式工作,即在发送端,驱

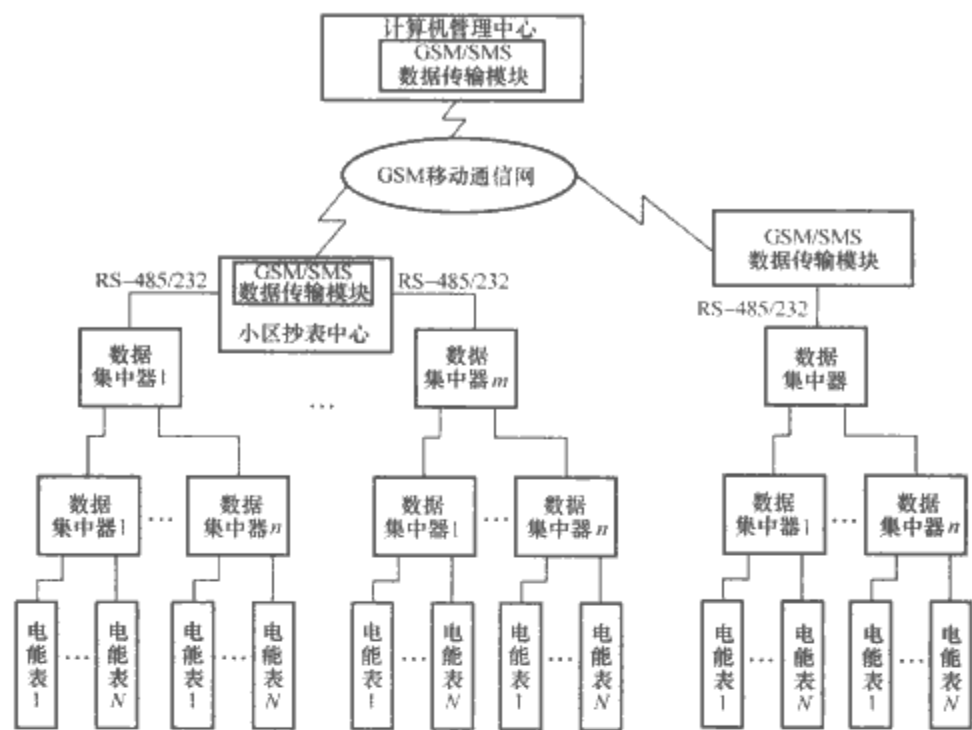


图 4.4-20 GSM 远程自动抄表系统

动器将 TTL 电平信号转换成差分信号输出；而在接收端，接收器再将差分信号变成 TTL 电平，因此具有抑制共模干扰的能力。再加上接收器具有较高的灵敏度，能检测低至 200mV 的电压，故数据传输距离可达上千米。RS-485 总线采用两线方式，为保持总线平衡传输，需要在传输线两端并接一个电阻。基于 RS-485 总线的自动抄表系统原理结构如图 4.4-21 所示。

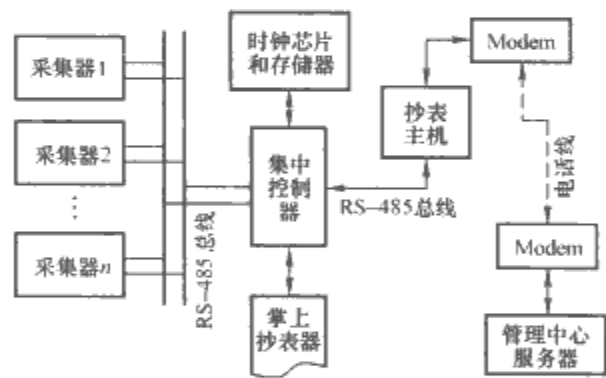


图 4.4-21 基于 RS-485 总线的自动抄表系统原理结构

6.3.5 Modem 抄表系统

调制解调器 Modem 抄表，是利用已十分普及的公用电话网络和无线通信网络进行数据传输以实现远程自动抄表的一种方式。利用电话通信网抄表，只需在电能表或集抄器和管理中心主机各加装 Modem 或内置 Modem 芯片即可，因此，它是一种比较灵活和经济实用的自动抄表方法。

Modem 抄表可以利用有线 Modem，在公用电话网上实现数据传输，或利用 GSM 等无线通信网络实现数据传输，如图 4.4-22 所示。基于电话网络的远程自动抄表系统一般采用上/下位机结构（或称主/被叫结构），利用单片机配上 Modem 芯片或 Modem 功能模块和现成的电话网络，即可实现远程的双向通信。上位机由 PC 和主叫 Modem 组成，用于拨号、下位机控制、数据管理等；下位机由被叫 Modem 和电能表组成，用于电能量的计量以及对电能计量信息的控制和传输。

利用电话网络进行数据通信时，通过握手应答建立数据链路的时间较长，如果数据采集点较多，通信效率将大幅度降低，而且使用电路网络尤其是无线电通信网络进行数据通信，费用相对昂贵，因此不适用于大容量系统的构建。

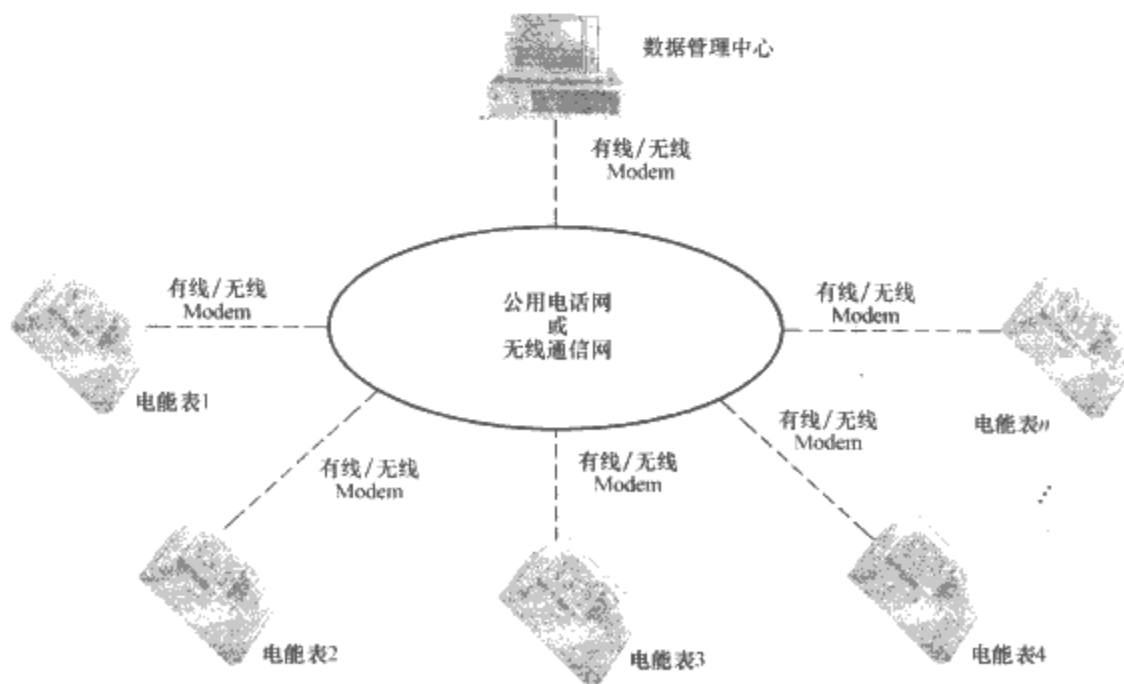


图 4.4-22 Modem 抄表系统

6.4 服务于自动抄表系统构建的新技术

随着计算机、通信、网络 and 大规模集成电路制造等新技术的飞速发展,越来越多的新技术正逐渐应用于自动抄表系统的构建,例如,蓝牙技术、无线局域网技术、嵌入式系统、以太网技术、无线蜂窝网络 CDMA 技术、图形图像抄表技术等。它们的采用不仅可能降低系统的构建成本,还有助于提高系统的可靠性、准确性和抄表效率。

6.4.1 基于蓝牙技术的自动抄表系统

蓝牙技术是一种近距离无线通信标准,能够提供低成本、低功耗的无线接入方式,是近年来无线数据通信技术领域的重大进步之一。蓝牙通信的有效距离一般为 10m,其连接方式灵活,不限于直线方向,且能以一点对多点的方式进行通信,最多允许连接 7 个设备。基于蓝牙技术的电能无线自动抄表系统如图 4.4-23 所示。该系统主要由计量单元、蓝牙表头、蓝牙抄表仪等组成。其中,计量单元采集数据,并将采到的数据传输至对应的蓝牙表头,由蓝牙表头通过无线信道传输给管理中心的蓝牙抄表仪,以进行数据信息的分析处理。

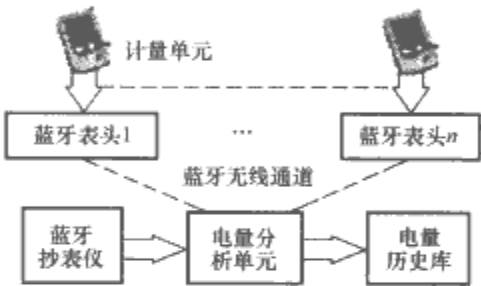


图 4.4-23 基于蓝牙技术的电能无线自动抄表系统

6.4.2 基于现场总线的自动抄表系统

现场总线是一种以智能传感器、控制、计算机、数字通信网络等为支撑的综合技术。它能使生产现场的微机化测量/控制设备之间实现双向、串行、多节点的数字通信。现场总线技术具有的开放、分散、数字化、可互操作等特点,十分适用于自动抄表系统的构建。基于 LonWorks 现场总线的自动抄表系统如图 4.4-24 所示。其中,数据管理中心通过 LonWorks 网络读取数据、计算费用并将数据信息送至信息处理平台。另外,基于 PROFIBUS、CAN 等现场总线也可以构建相应的自动抄表系统。



图 4.4-24 基于 LonWorks 现场总线的自动抄表系统

6.4.3 基于以太网技术的自动抄表系统

近年来,以太网技术发展迅速,具有通信速率高、开放性好、应用广泛以及价格低廉等优点,而且它几乎支持所有流行的网络协议,在商业系统以及工业控制领域中被广泛采用。基于以太网技术的自动抄表系统如图 4.4-25 所示。该系统中,以太网服务器和以太网子模块共同构成局域以太网数据采集系统,以太网子模块读取计量信息,通过局域以太网传输至以太网服务器。以太网服务器能够实时控制以太网子模块,存储数据,并通过广域以太网与数据管理中心通信,从而实现自动抄表。

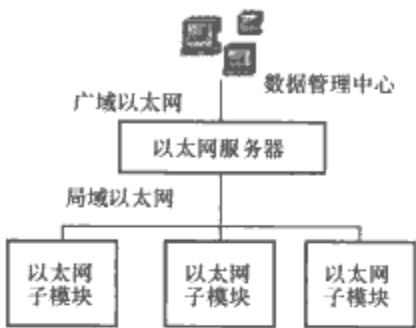


图 4.4-25 基于以太网技术的自动抄表系统

6.4.4 基于图形图像技术的自动抄表系统

为提高数据传输的可靠性,近几年还出现了可传输图形图像数据信息的自动抄表系统。这种系统可将从测量现场获得的满足一定清晰度要求的测量仪表的图形图像传至管理部门,使管理部门能观察到计量仪表的实际运行情况,及时发现并解决可能存在的问题。图 4.4-26 给出了一种基于图形图像技术的自动抄表系统。在这种可传输图形图像数据信息的抄表系统中,现场需加装设摄像机或数码相机以及专用的远程视频传输器。视频传输器负责视频的压缩与调制。信号传输至管理中心后,接收端将其解调、解压,还原成视频图形,再进行数据处理。信号的传输方式可根据具体环境和要求加以选择。



图 4.4-26 基于图形图像技术的自动抄表系统

第 5 章 电测量仪器仪表及其检定装置

电测量仪器仪表是进行电测量乃至非电量的电测量的不可缺少的工具,对实现快捷、准确、有效的相应测量发挥着十分重要的作用,其应用领域非常广泛。本章主要介绍各种常用的模拟式电测量仪器仪表的工作原理、技术性能及适用范围,并论及对模拟式电测量仪器仪表误差性能进行评定的相应检定装置。鉴于电能表在电测量领域的重要性,在介绍模拟电测量仪器仪表检定装置基本原理基础上,还专门对电能表检定装置进行了相对详细的补充介绍。

需要说明,关于仪器仪表的检定装置,从已有的有关国家标准或行业内部标准、规程等看,有不同的名称,如有称检定装置的,有称检验装置的,也有称检定装置、检定仪的。本章不涉及用于检查、考核电测量仪器仪表质量装置的具体功能定位及特点,而只从基本原理、基本组成和基本技术特点等出发,并按现行的规定统一称为检定装置。

还应该说明的是,本章提及的所谓传统模拟式电测量仪器仪表,仅限于根据经典电磁测量原理制成的电测量直读式仪器仪表,以及结合了早期出现的模拟电子器件和技术而制成的电测量直读式仪器仪表,但不包括电位差计、电桥等较量仪器以及记录仪表。

1 模拟式电测量仪表

1.1 模拟式电测量仪表分类

模拟式电测量仪表,也称电测量指示仪表,亦泛称电表,

其示值为被测电学量或元器件电参数(简称“被测对象”)变化的连续函数;它把被测对象的大小转换为自己可动部分的机械偏转角位移,并通过指示器直接示出被测对象的量值大小。

模拟式电测量仪表应用极为广泛,规格品种繁多,分类方法也很多,现列出几种主要分类方法如下:









- (1)按使用方式分,有安装式仪表和便携式仪表。
- (2)按工作原理分,有磁电系、电磁系、电动系、铁磁电动系、静电系、感应系、热电系、整流式及电子式仪表等。
- (3)按被测对象的性质分,有电流表、电压表、功率表、电能表、功率因数表、频率表以及集多种测量用途于一身的万用表(也称多用表)等。
- (4)按被测对象的种类分,有直流仪表、交流仪表以及交、直流两用仪表等。
- (5)根据国家标准,我国模拟式电测量仪表按准确度等级分,有 0.05、0.1、0.2、0.3、0.5、1.0、1.5、2.0、2.5、3.0、5.0 级仪表。

模拟式电测量仪表的主要技术要求,请见参考文献[1,4,5]。常用模拟式电测量仪表的原理及特点见表 4.5-1。

1.2 安装式电测量模拟仪表

安装式电测量模拟仪表又称开关板式电表,是固定安装在开关板上或电气设备面板上使用的仪表,一般误差较大,准确度在 0.5 级以下,但价格低廉。

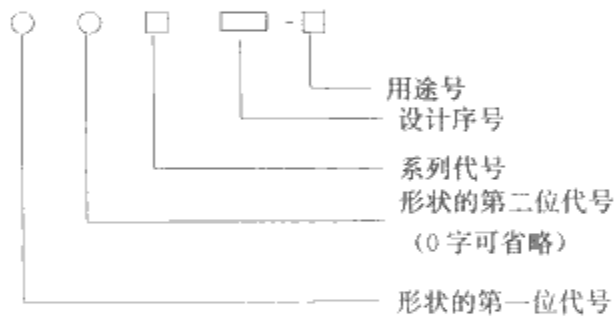
表 4.5-1 常用模拟式电测量仪表的原理及特点

| 原理类型 项目 | 磁电系 | 电磁系 | 电动系 | 铁磁电动系 | 静电系 | 感应系 | 热电系 | 整流式 | 电子式 |
|------------|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 标志符号 |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| 型号符号 | C | T | D | D | Q | G | E | L | Z |
| 作用原理 | 利用动圈内电流在固定的永久磁铁磁场中的作用力动作 | 利用动铁片与通有电流的固定线圈之间的作用力动作(吸引型),或利用在通电线圈磁场中动铁片与固定铁片相互排斥动作(排斥型) | 利用通电流的动圈与通电流的固定线圈之间的作用力动作 | 在电动系仪表固定线圈中加入铁磁体组成磁路,以增强磁场;动作原理同电动系 | 利用静电作用力动作 | 利用固定交变磁场与由该磁场在导电的可动部分中感应的电流之间的作用力动作 | 利用磁电系测量机构测量由被测电流通过热电偶产生的热电势而工作 | 利用整流器将被测交流量变为直流量,再用磁电系测量机构测量 | 利用电子线路配合磁电系测量机构而工作 |
| 应用范围 | 直流电表,且可与多种变换器配合扩大使用范围;可作比率表 | 安装式电表及一般实验室用交、直流电表 | 作交、直流标准电表及一般实验室用电表 | 作安装式电表 | 测量高压 | 计量交流电路电能 | 在高频线路中应用 | 作万用表 | 在弱电线路中应用 |

续表

| 原理类型 项目 | 磁电系 | 电磁系 | 电动系 | 铁磁电动系 | 静电系 | 感应系 | 热电系 | 整流式 | 电子式 |
|------------|---------------------------|-------------------------------|---------------------------------|-----------------------|---------------------|-------------------------|---------------------|---------------------------|---------------------------------------|
| 工作电流 | 直流 | 交、直流 | 交、直流 | 交、直流 | 交、直流 | 交流 | 交、直流 | 交流 | 交、直流 |
| 测量范围 | 电流(A) | $10^{-11} \sim 10^2$ | $10^{-3} \sim 10^2$ | $10^{-3} \sim 10^2$ | $10^{-7} \sim 10^2$ | | $10^{-1} \sim 10^2$ | $10^{-3} \sim 10$ | $10^{-5} \sim 10$ |
| | 电压(V) | $10^{-3} \sim 10^3$ | $1 \sim 10^3$ | $1 \sim 10^3$ | $10^{-1} \sim 10^3$ | $10 \sim 5 \times 10^5$ | $10 \sim 10^3$ | $1 \sim 10^3$ | $5 \times 10^{-3} \sim 5 \times 10^2$ |
| | 频率(Hz) | 直流 | 一般用于工频,可扩频(补偿)到 5×10^3 | 一般用于工频,有的可达 10^4 | 一般用于工频 | 达 10^8 | 用于工频 | $<10^8$ | 一般用于工频,有的高达 5×10^3 |
| 消耗功率 | 小($<100\text{mW}$) | 较小 | 较大 | 较小 | 几乎不消耗 | 较小 | 小 | 小 | 较小 |
| 最高准确度等级 | 0.05 | 0.1 | 0.05 | 0.2 | 0.1 | 0.5 | 0.2 | 1.0 | 1.0~5.0 |
| 分度特性 | 均匀 | 不均匀 | 不均匀,功率表均匀 | 不均匀,功率表均匀 | 不均匀 | | 不均匀 | 接近均匀 | |
| 过载能力 | 小 | 大 | 小 | 小 | 大 | 大 | 小 | 小 | |
| 制成仪表类型 | 电流表、电压表、欧姆表、绝缘电阻表、检流计、钳形表 | 电流表、电压表、功率表、频率计、功率因数表、同步表、钳形表 | 电流表、电压表、功率表、频率计、功率因数表、同步表 | 电流表、电压表、功率表、频率计、功率因数表 | 电压表、象限计 | 主要作电能表 | 电流表、电压表、功率表 | 电流表、电压表、欧姆表、功率因数表、频率计、万用表 | 电压表、阻抗仪 |

安装式电测量模拟仪表具有系列化的外形尺寸,其型号的编制方法如下:



形状的第一位代号表示面板形状最大尺寸。形状的第二位代号反映电表形状特征。系列代号(参见表4.5-1型号符号)表示电表所采用的工作原理类型。用途号表示电表可测量的对象,例如,1C2-A表示磁电系电流表,外形形状为Ⅲ型,尺寸为160mm×160mm。表4.5-2中列出了安装式电表的种类。

表 4.5-2 安装式电表的种类

| 系列代号 | 原理类型 | 可制成仪表种类 | 型号举例 |
|------|-------|-------------------------------|---------------------------------------|
| C | 磁电系 | 电流表、电压表、绝缘电阻表 | 52C2-A、V 45C1-V-MΩ |
| T | 电磁系 | 电流表、电压表、频率计、功率因数表、同步表 | A 62T51-V 13T1-cosφ Hz s |
| D | 铁磁电动系 | 有功功率表、无功功率表、频率计、功率因数表、电流表、电压表 | A cosφ 13D1-V 1D5-var Hz、W W、Hz |
| L | 整流式 | 电流表、电压表、频率计、有功功率表、无功功率表 | 6L1-A、V、W、 var、Hz |

1.3 万用表、钳形表和绝缘电阻表

1.3.1 模拟指针式万用表

模拟指针式万用表是一种能测量电阻、直流电流和交、直流电压的便携式仪表;有些万用表还可以测量交流电流、晶体管放大倍数、电感、电容、音频电平和功率等电参量或电参数。万用表被用来检查电机和各种电气设备的故障,是电工电子工程技术人员必备的测试工具,其准确度等级一般在1.0级以下。

模拟指针式万用表的型号较多,应根据实际需要合理选用,见表4.5-3。

表 4.5-3 模拟指针式万用表的选用

| 用途 | 要 求 | 适用型号 |
|---------|---------------------------------|--|
| 电工电子工程用 | 灵敏度高,频率范围广,要有电流、电压低量限挡,不需要交流电流挡 | 500型, MF12, MF10, MF20, MF56, MF7, MF368, MF124, MF140 |
| 电机工程用 | 要有交流电流量程、大电流和高电压量程,对灵敏度要求不高 | MF12, MF14, MF7, MF24, MF84, MF63, MF107 |
| 实验室用 | 准确度高,稳定性好,量限多,对灵敏度要求一般 | MF12, MF14, MF18, MF35, MF24 |
| 湿热带用 | 密封性能较好,结构上防湿热、防烟雾、防霉菌 | 500T, 108T, MF6T, MF14, MF18 |
| 化工防腐用 | 在化工厂和有腐蚀性气体场合使用的万用表 | 108F, 一般万用表不能长期使用 |
| 业余普及用 | 小型,价格低,使用简单 | MF15, MF30, MF40, MF27, MF75, MF66, MF110 |

1.3.2 钳形表

钳形表可在不断开电路的情况下实施测量，其携带、使用方便，但准确度不高，通常只用在便于拆线或不能切断电路的场合。常用的指针式钳形表采用两种原理设计，一种属于电磁系钳形表，可测量交直流电压、电流和电阻；一种属于整流式钳形表，可测量交流电压、电流和电阻。表 4.5-4 列出了常用的指针式钳形表。用整流式钳形表测量交流电压或电流时，信号波形及频率均对测量结果有一定影响，使用中应予以注意。

表 4.5-4 常用的指针式钳形表

| 可 测 量 | 适 用 型 号 |
|----------------------------|------------------------------|
| 交流电流 | T301 |
| 交流电流、电压 | MG4, MG24, MG26, T302 |
| 交、直流电流 | MG20, MG21 |
| 交流电流、电压，电阻 | MG25, MG32, MG37, MG42, MG58 |
| 交、直流电流，交、直流电压，电阻 | MG28, MG56, MG57, MG59 |
| 交、直流电流，交、直流电压，电阻，三极管静态放大倍数 | MG36, MG39-1 |
| 交流电流、电压，功率 | MG41 |
| 交、直流电流，交、直流电压，电阻，功率 | MG68 |

注 1. MG28, MG26, MG39-1 型为钳形电流互感器与万用表组合而成的多用钳形表。
2. MG20 和 MG21 型为电磁系钳形表，其他为整流式钳形表。
3. MG42 型为小电流钳形表，其最低量限为 50mA，最高分辨力为 2mA。
4. MG58 型为测量 25Hz 信号的专用钳形表。

随着数字器件集成工艺水平的不断提高，产生了数字式钳形表。这类钳形表除具有指针式钳形表的功能外，还可实现对交流真有效值、功率和频率的测量。数字式钳形表测量交流真有效值的准确度为 1%；测量功率的准确度为 2%；测量频率的准确度为 0.5%。此外，数字式钳形表还具有 RS-232 串行接口，可与记录仪和电子示波器相接，从而能显示被测电流的波形，可记录被测对象的最大值和最小值，且具有模拟输出功能。

1.3.3 绝缘电阻表

绝缘电阻表是专门测量绝缘电阻的便携式仪表，广泛应用于电气安装、检修和试验中。绝缘电阻表由磁电比率表和直流手摇发电机组成。此外，绝缘电阻表还有以交流 220V 供电的市电式绝缘电阻表和用电池供电的晶体管绝缘电阻表之分。在选择绝缘电阻表时，主要应根据被测电气设

备的额定电压和绝缘电阻的数值来确定其电压和测量范围。表 4.5-5 列举出了不同情况下选择绝缘电阻表的要求。

表 4.5-5 绝缘电阻表的选择

| 被测对象 | 被测设备的额定电压 (V) | 所选绝缘电阻表的电压 (V) |
|----------------------|---------------|----------------|
| 绕组的绝缘电阻 | 500 以下 | 500 |
| 绕组的绝缘电阻 | 500 以上 | 1000 |
| 发电机绕组的绝缘电阻 | 380 以上 | 1000 |
| 电力变压器、发电机、电动机绕组的绝缘电阻 | 500 以上 | 1000~2500 |
| 电气设备绝缘 | 500 以下 | 500~1000 |
| 电气设备绝缘 | 500 以上 | 2500 |
| 母线隔离开关 | | 2500~5000 |

1.4 实验室用模拟式电测量仪表

实验室用模拟式电测量仪表，是指那些在实验室作精密电测量或检验用的便携式仪表。实验室用模拟式电测量仪表误差较小，准确度等级在 1.0 级以上。

实验室用模拟式电测量仪表大多采用磁电系、电动系和电磁系原理制造，也有部分基于静电系、热电系和整流式原理构成。实验室用模拟式电测量仪表主要采用以下措施提高技术性能：


- (1) 防外磁场、电场影响，采用磁屏蔽、无定向结构和电屏蔽。
- (2) 指示刻度盘下装有消除视差的反光镜，以保证仪表读数的准确性。
- (3) 对量程的转换，采用带绝缘柄的插头来完成，以保证电气接触性能的可靠。
- (4) 用光指示器代替一般指针，同时在光路中采用分光棱镜构成单光源双光标，使标尺有效长度增大一倍，以提高读数的准确度，提高仪表灵敏度并减小视差。
- (5) 可动部分以张丝作支撑，以减小变差，消除摩擦误差。

1.5 电量变送器

电量变送器是将输入的被测电量（电流、电压、有功功率、无功功率、有功电能、无功电能、频率、相位等）变换成与之成比例的直流电量并加以输出的装置。输出直流电量多变换成通用的 0~5V，1~5V 或 0~10mA，4~20mA，以便于与系统中的装置、计算机、显示器等相匹配，以组成自动测量和监控系统。

对电量变送器的一般性技术要求见参考文献 [1]。
电量变送器的种类和工作原理见表 4.5-6。

表 4.5-6 电量变送器的种类和工作原理

| 种 类 | 变 换 | 原 理 框 图 | 原 理 说 明 | 备 注 |
|--------------------|--|--|---|--|
| 交流电 流、电压 变送器 | 将被测交流电 流或交流电压变 换为成线性比例 的直流电流或直 流电压 |  | 被测信号经线性度很好的互感器耦合送入整流滤波电路，被转换成单向脉动电流，再经有源滤波后，得到一个非常稳定的直流。补偿电路用于补偿小信号时互感器磁化曲线的非线性影响和改善整个装置的温度特性 | 除一般的外，交流电 流、电压变送器还有有效 值变送器、峰值变送器、 超低频电流、电压变送器 和展开式电压变送器等 |

续表

| 种类 | 变换 | 原理框图 | 原理说明 | 备注 |
|--------------|---|------|--|---|
| 直流电压变送器 | 将各种幅值的直流电流、电压变换成统一的直流电流（毫安级）或电压 | | 被测直流电压经分压器后，得到对应于后序电路额定输入的电压值；再将该电压输入到自激振荡调制式放大器，在其输出端得到直流电压或直流电流输出 | |
| 直流电流变送器 | 将各种幅值的直流电流、电压变换成统一的直流电流（毫安级）或电压 | | 被测直流电流经直流毫伏放大器放大，再输出给直流电压变送器 | |
| 频率变送器 | 将被测信号的频率与所选中心频率的偏差转换成与其成线性比例的直流电流或直流电压 | | 被测信号经过互感器耦合隔离，输入到整形倍频电路变换为矩形波，该信号与由晶体振荡器产生的准确信号一起加到鉴频电路进行比较，再经滤波、放大，在输出端得到一个与被测信号频率和所选中心频率的偏差成线性比例的稳定直流电流或直流电压 | 频率变送器一般有两种输出形式，一种以被测信号频率偏离中心频率的负向额定偏差对应直流输出的零位，正向额定偏差对应直流输出的满度值；另一种以被测信号中心频率对应于直流输出零位，以被测信号频率偏离中心频率的正向和负向额定偏差对应于直流输出的正、负满度值 |
| 相位角变送器 | 将两个同频率、同波形信号对应点之间的相位角转换成与其成线性比例的直流电流或直流电压 | | 采用鉴相式原理 | 相位角变送器有单相和三相之分。此外，有的相位角变送器还可测量两同频电压之间的相位差，服务于线路并网的同步监测 |
| 有功功率、无功功率变送器 | 将被测有功功率/无功功率转换成与其成线性比例的直流电流或直流电压 | | 输入电压瞬时值与对应的输入电流瞬时值由乘法器实现连续相乘，所得的乘积经有源滤波器进行积分运算和线性放大，放大级输出的就是一个与被测功率呈线性关系的直流电流或直流电压 | 这类变送器有单相和三相之分。可采用多种原理实现，如采用霍尔元件、集成模拟乘法器、磁饱和振荡器等 |

1.6 其他模拟式电测量仪表

接地电阻测量仪是一种便携式仪表，专用于测量各种接地装置的接地电阻值或土壤的电阻率。接地电阻测量仪由手摇发电机、电流互感器、滑线电阻器及检流计等组成。接地电阻测量仪采用补偿原理设计，其最小分度值可达0.01Ω。

2 电子示波器

2.1 通用电子示波器的工作原理和组成

通用电子示波器是采用单束示波管对时域信号进行观测的仪器。常见的有单时基单踪或双踪电子示波器，还有双时基单踪或双踪电子示波器等。

通用电子示波器工作原理如图4.5-1所示。被测信号加至示波管的垂直偏转板上，使电子射线的垂直偏转距离正比于信号的瞬时值；在示波管的水平偏转板上施加随时间线性变化的信号也称扫描信号，使电子射线的水平偏转距离正比于时间，于是，示波管的荧光屏就能显示出被测信号随时间变化的波形了。

实际使用的扫描信号多为锯齿波。当锯齿波的周期是被

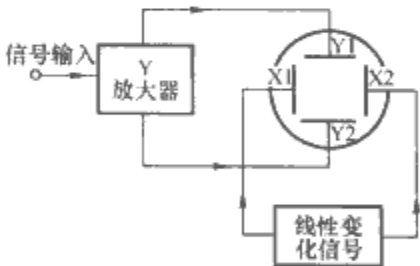


图 4.5-1 通用电子示波器工作原理

测信号周期的整数倍时，电子示波器将显示出稳定的被测信号波形，此条件下称锯齿波与被测信号同步。

通用电子示波器主要电路组成如图4.5-2所示。它主要包括三个部分：

(1) Y通道（垂直通道）电路部分。衰减器和Y前置放大器电路用于调整信号幅度。延迟线电路的作用是待X通道扫描信号产生后再将被测信号送至垂直偏转板上，以便能观测到脉冲信号的前沿。Y输出放大器电路用于驱动示波管的偏转板。

(2) X通道（水平通道）电路部分。扫描发生器环和触发电路用于产生所需的扫描信号。X放大器用于驱动示波管的水平偏转板并扩展扫描速度。

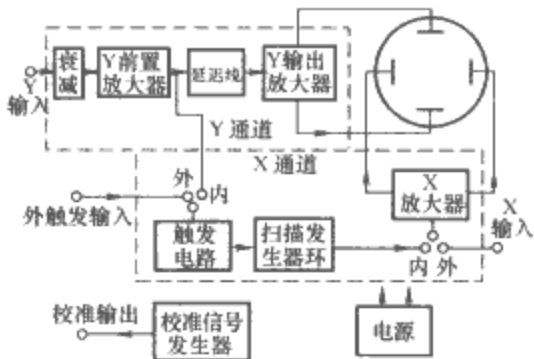


图 4.5-2 通用电子示波器主要电路组成

(3) 主机电路部分。示波管是电子示波器的显示器。电源电路为电子示波器提供多种电源。校准信号发生器用于校准电子示波器 X、Y 轴的刻度。

2.2 电子示波器的多波形显示

2.2.1 双踪电子示波器

双踪电子示波器的组成与普通电子示波器类似，只是在电路中多加装了一个电子开关并具有两个垂直通道，其工作原理如图 4.5-3 所示。电子开关轮流接通 A 门和 B 门，被测信号 u_A 和 u_B 按一定的时间间隔轮流接至垂直偏转板，信号在荧光屏上便显示出两路波形。

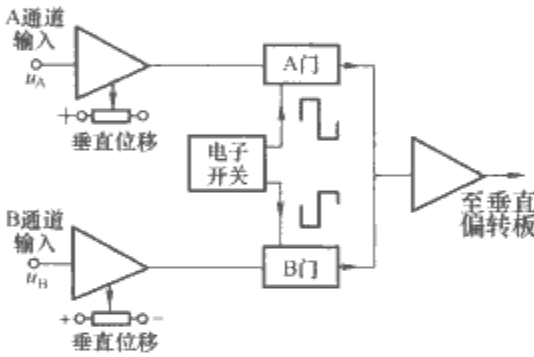


图 4.5-3 双踪示波器 Y 通道框图

按开关信号的转换速率不同，可分为交替方式和断续方式，如图 4.5-4 所示。通常，当被测信号频率较高时，电子示波器工作在交替方式；当频率较低时，则工作在断续方式。

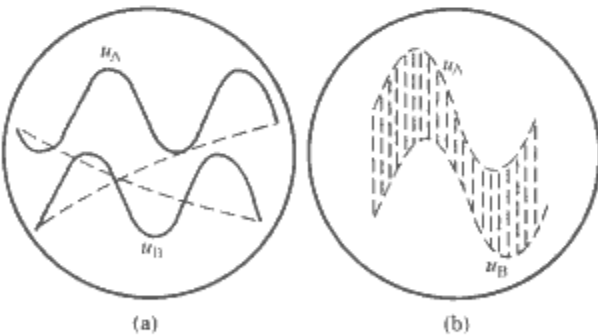


图 4.5-4 双踪显示
(a) 交替方式；(b) 断续方式

2.2.2 双扫描电子示波器

双扫描电子示波器有两个独立的触发和扫描电路，两个扫描电路的扫描速度可相差很多倍。这种电子示波器特别适于在观测脉冲序列的同时，仔细观察其中一个或部分脉冲的细节。

双扫描电子示波器的组成如图 4.5-5 所示，它工作的有关波形如图 4.5-6 所示。图 4.5-6 中的例子是观测由四个脉冲组成的脉冲列，同时还观测其中脉冲③的具体细节。

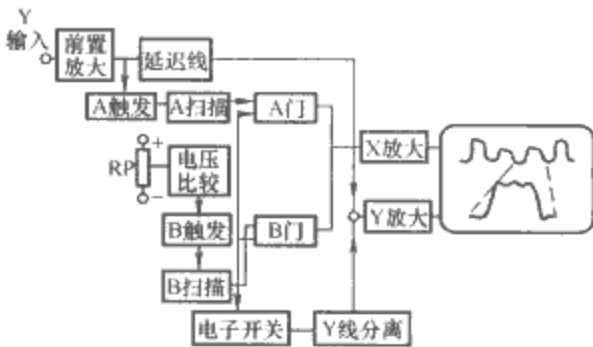


图 4.5-5 双扫描电子示波器的组成

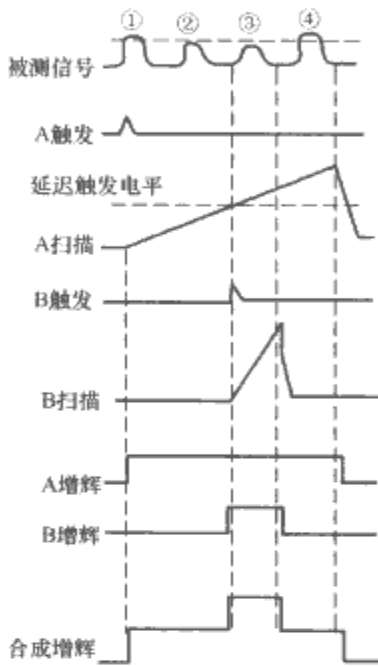


图 4.5-6 双扫描示波器的有关波形

2.3 电子示波器的选择原则及功能扩展

在选择电子示波器时，首先应考虑被测信号的带宽。通常，电子示波器的带宽应大于被测信号最高频率分量的 3 倍。最高频率分量按式 (4.5-1) 估计

$$f_m = 0.35/t_{sr} \tag{4.5-1}$$

式中： f_m 为信号的最高频率分量； t_{sr} 为信号上升时间。

按式 (4.5-2) 比较电子示波器的上升时间和信号上升时间，可以估计电子示波器测量的准确度，即

$$t_{sr} = \sqrt{t_{or}^2 + t_{sr}^2} \tag{4.5-2}$$

式中： t_{sr} 为电子示波器显示的上升时间； t_{or} 为电子示波器硬件电路响应信号的上升时间； t_{sr} 为信号的上升时间。

例如，一台 250MHz（上升时间为 1.4ns）电子示波器测量 2.5ns 上升时间的信号时，其误差小于 5%。简言之，电子示波器带宽与信号带宽之比越高，电子示波器的测量误差越小。

其次，观测不同的信号对电子示波器亦有不同的要求。例如，对于微弱信号，要选择 Y 通道灵敏度高的电子示波器；当观测窄脉冲或高频信号时，除了电子示波器的通带要宽外，还要求有较高的扫描速度（s/cm）；观测缓慢变化的信号，要求电子示波器能低速扫描和具有长余辉，或具有记忆存储功能；而观测多路相关信号，应选用多踪电子示波器；当观测信号且还要仔细观察它的细节时，可选双扫描电子示波器；当被观测信号频率极高时，可选用取样电子示波器等。

电子示波器是一个综合性的信号分析仪和比较仪，配上一些附件或辅助电路，其功能将得到扩展。例如，配上扫频信号发生器和包络检波器，电子示波器便可用于显示被测对象的频率特性；配上脉冲信号发生器，其可用于显示过渡特性或传输线的不均匀性；配上扫频信号发生器、外差式窄带

滤波器和检波器，其可用于分析信号的频谱；而配上探测电极，它还可用于记录心电图等。

3 互感器

互感器有计量用也即仪用互感器与保护用互感器之分。从电工测量的角度出发，这里仅介绍仪用互感器。仪用互感器是按一定比例和准确度变换电压或电流大小的仪器。变换电压的称作仪用电压互感器，用于扩大电压表等测量仪表的量限；变换电流的是仪用电流互感器，用于扩大电流表等测量仪表的量限。与电力系统中其他类型的互感器比较，仪用互感器的主要特点是准确度高，一般在0.2级以上。

3.1 电磁式仪用电压互感器

3.1.1 电磁式仪用电压互感器的结构

电磁式仪用电压互感器主要由铁心、绕组及绝缘等构成，如图4.5-7所示。

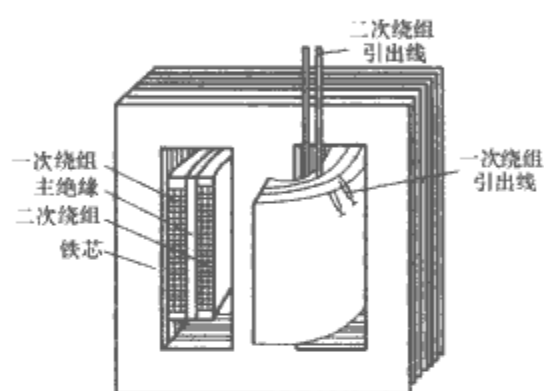


图 4.5-7 电磁式仪用电压互感器的结构

在一闭合铁心上绕有一次和二次绕组，在一、二次绕组及铁心间有主绝缘，这就构成了电磁式仪用电压互感器。

根据不同的电压等级，电磁式仪用电压互感器的绝缘有干式、油浸或塑料浇注的。除有些以塑料加以浇注的互感器不再用外壳外，通常，仪用电压互感器要装在外壳内，一、二次绕组的引出线由装在外壳面板上的高、低压端子引出。

3.1.2 电磁式仪用电压互感器的工作原理

电磁式仪用电压互感器正常工作时（二次绕组接测量仪表），加在一次绕组两端的电压为 \dot{U}_1 ，一、二次绕组中分别有电流 \dot{I}_1 和 \dot{I}_2 流过，在 \dot{I}_1 和 \dot{I}_2 的作用下铁心中建立起主磁通 $\dot{\Phi}$ 。 $\dot{\Phi}$ 在一、二次绕组中分别感应出电动势 \dot{E}_1 和 \dot{E}_2 ， \dot{I}_2 在测量仪表两端的电压降就是输出电压 \dot{U}_2 。 \dot{I}_1 和 \dot{I}_2 还分别在一、二次绕组中建立起漏磁通 $\dot{\Phi}_{1s}$ 和 $\dot{\Phi}_{2s}$ 。电磁式仪用电压互感器等效电路如图4.5-8所示。

根据图4.5-8，有如下关系

$$\dot{I}_1 = -\dot{I}'_2 + \dot{I}_0 \quad (4.5-3)$$

$$\dot{E}'_2 = \dot{U}'_2 + \dot{I}'_2 Z'_2 \quad (4.5-4)$$

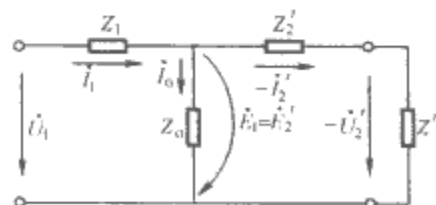


图 4.5-8 电磁式仪用电压互感器等效电路

\dot{I}_0 —励磁电流相量； \dot{E}'_2 —折算到一次侧的二次绕组的感应电动势； \dot{I}'_2 —折算至一次侧的二次回路电流； Z'_2 —折算到一次侧的二次绕组的阻抗； Z' —折算到一次侧的二次回路的负载阻抗

$$\dot{E}_1 = \dot{E}'_2 \quad (4.5-5)$$

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 \quad (4.5-6)$$

将式(4.5-3)~式(4.5-5)代入式(4.5-6)，得到

$$\dot{U}_1 = -\dot{U}'_2 + \dot{I}_0 Z_1 - \dot{I}'_2 (Z_1 + Z'_2) \quad (4.5-7)$$

电磁式仪用电压互感器相应的合成电压相量 $\dot{I}_0 Z_1 - \dot{I}'_2 (Z_1 + Z'_2)$ 要比 \dot{U}'_2 小得多，在一般条件下可将其忽略不计，于是可得 $\dot{U}_1 = \frac{N_1}{N_2} \dot{U}_2 = K \dot{U}_2$ ，式中 K 为电磁式仪用电压互感器的额定电压变比。可见，在一定条件下，只要合理确定仪用电压互感器一、二次绕组的匝数比，就可以将高电压变为低电压，反之亦然，从而使被测电压便于测量。

电磁式仪用电压互感器的误差是个复数，通常用变比误差 f 和相角差 δ 这两个互相垂直的分量表示，即

$$\epsilon = f + j\delta \quad (4.5-8)$$

3.1.3 电磁式仪用双级电压互感器

电磁式仪用双级电压互感器基于结构上的特点，使其空载误差得到补偿，从而具有很高的比例准确度。相对于较低的电压等级（如15kV以下），电磁式仪用双级电压互感器通常采用双铁心不分开绕制的紧凑结构，如图4.5-9所示。

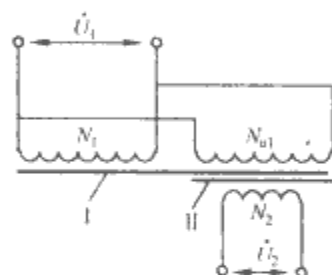


图 4.5-9 电磁式仪用双级电压互感器原理结构

一次绕组 N_1 只绕在铁心 I 上，称为励磁绕组；绕组 N_{u1} 、 N_2 都绕在两个铁心 I 和 II 上，分别称作“比例一次”和二次绕组。 N_1 与 N_{u1} 匝数相等，且同极性端并联，接一次电压 \dot{U}_1 。

空载时，只有励磁电流 \dot{I}_0 在一次绕组漏阻抗 Z_1 上产生电压降 $\dot{I}_0 Z_1$ ，引起空载误差，即

$$\dot{U}_1 + \dot{E}_1 = \Delta \dot{U} = \dot{I}_0 Z_1 \quad (4.5-9)$$

N_2 因是绕在两个铁心上，因而二次侧电压 \dot{U}_2 是铁心 I 和铁心 II 中两个磁通的感应电动势之和，从而使电磁式仪用电压互感器的空载误差得到补偿。

电磁式仪用双级电压互感器的变比误差一般小于 1×10^{-5} 。为进一步提高仪用电压互感器变比的准确度，在电压等级较低时可采用三级结构制作仪用电压互感器。

3.1.4 有源电子补偿电磁式仪用电压互感器

经有源电子补偿的电磁式仪用电压互感器，既有很高的比例准确度，又有较大的负载变化范围，其原理线路如图4.5-10所示。

有源电子补偿电磁式仪用电压互感器主要由铁心绕组和电子补偿线路两部分组成。其中，电子补偿线路部分是基于高增益运算放大器 A 而构建的。

经有源电子补偿后的

电磁式仪用电压互感器的实际比差 f_X 和角差 δ_X 分别为

$$\left. \begin{aligned} f_X &= f_0 + f \\ \delta_X &= \delta_0 + \delta \end{aligned} \right\} \quad (4.5-10)$$

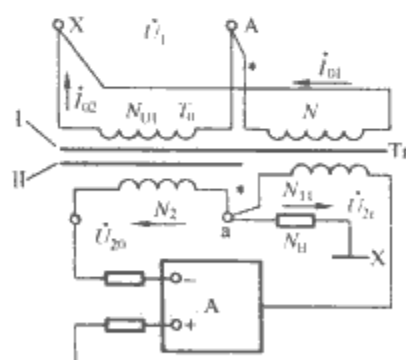


图 4.5-10 有源电子补偿电磁式仪用电压互感器原理线路

即补偿后,电磁式仪用电压互感器的误差包括两部分,一是减小了A倍的辅助互感器Tr本身的误差 f 和 δ ,尽管Tr承担了全部负载 Z 的电流,误差较大,但基于放大器的补偿作用,在放大器增益足够大时,它已足够小;另一部分是参考标准互感器 T_0 自身的误差 f_0 和 δ_0 ,只要参数设计合理,这部分误差很小。因此,经有源电子线路补偿的仪用电压互感器既有普通电磁式仪用电压互感器的带负荷能力,又有双级电磁式仪用互感器的比例准确度,而这是普通无源电磁式仪用电压互感器难以实现的。按此设计思想,国内已研制出准确度达0.002级的电磁式仪用电压互感器。

3.1.5 电磁式仪用电压互感器的正确使用

3.1.5.1 电磁式仪用电压互感器的选择

(1) 按被测电压的高低来选择电磁式仪用互感器的额定变压比,使一次绕组的电压大于被测电压。

(2) 被测电压的数值等于二次绕组配套使用的交流电压表读数乘以互感器的变压比。

(3) 测量仪表所消耗的功率,不能超过电磁式仪用电压互感器的额定容量,否则将使电磁式仪用互感器超差。

3.1.5.2 电磁式仪用电压互感器的接线

电磁式仪用电压互感器使用接线如图4.5-11所示,即一次绕组并入被测线路,二次绕组接测量仪表。

3.1.5.3 电磁式仪用电压互感器使用注意事项

(1) 一次绕组和二次绕组回路都要加装熔断器,以防止意外的短路事故。

(2) 二次绕组不容许短路,否则其可能因过热而烧坏。

(3) 二次绕组、铁心和外壳都要可靠地接地,以确保人身和设备的安全。

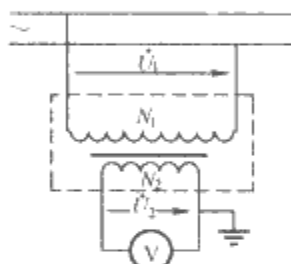


图 4.5-11 电磁式仪用电压互感器使用接线

3.2 电磁式仪用电流互感器

3.2.1 电磁式仪用电流互感器的结构

电磁式仪用电流互感器主要由铁心和一、二次绕组及绝缘等构成,如图4.5-12所示。仪用电流互感器也称测量用电流互感器。

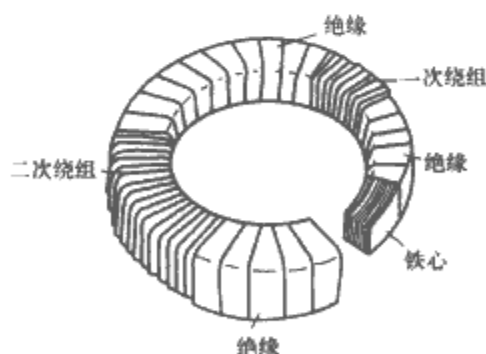


图 4.5-12 电磁式仪用电流互感器结构

3.2.2 电磁式仪用电流互感器的工作原理

电磁式仪用电流互感器正常工作时,其一、二次绕组(匝数相应为 N_1 、 N_2)中分别有电流 I_1 和 I_2 流过。 $I_1 N_1$ 称为一次磁通势, $I_2 N_2$ 称为二次磁通势。根据电磁感应定律,二次磁通势 $I_2 N_2$ 是起去磁作用的。这两个磁通势的差值就是电磁式仪用电流互感器的励磁磁通势 $I_0 N_1$,以相量方程表示

$$\dot{I}_1 N_1 - \dot{I}_2 N_2 = \dot{I}_0 N_1 \quad (4.5-11)$$

励磁磁通势 $I_0 N_1$ 在铁心中建立主磁通 Φ

$$\Phi R_m = I_0 N_1 \quad (4.5-12)$$

式中: R_m 为铁心磁阻。

在正常工作状态下,电磁式仪用电流互感器的励磁磁通势 $I_0 N_1$ 相对于一、二次磁通势是很小的。当忽略 $I_0 N_1$ 不计,依据式(4.5-11)可得一、二次磁通势相等,即

$$I_1 = \frac{N_2}{N_1} I_2 = K_N I_2 \quad (4.5-13)$$

式中: $K_N = \frac{N_2}{N_1}$ 代表电磁式仪用电流互感器的额定变比。

只要适当选择一、二次绕组的匝数比,就可以变换电流的大小。电磁式仪用电流互感器的等效电路和相量图如图4.5-13所示。

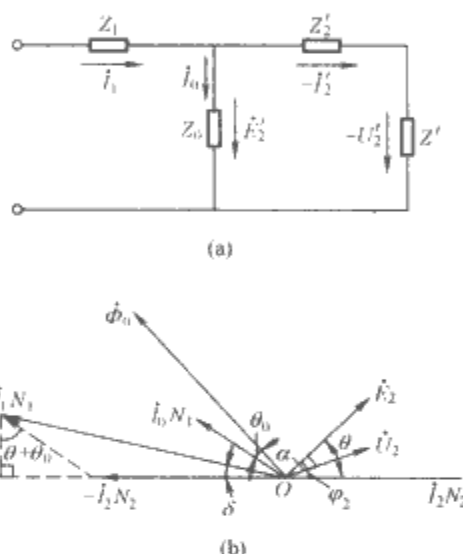


图 4.5-13 电磁式仪用电流互感器的等效电路和相量图

(a) 等效电路图; (b) 相量图

Z_1 —一次绕组阻抗; Z_0 —铁心励磁阻抗; \dot{U}_2 —负载电压降;

\dot{E}_2 —二次绕组感应电动势; φ_2 —负载阻抗角; θ_0 —铁心损耗角;

δ —一次电流相量; \dot{I}_1 —与二次电流相量 \dot{I}_2 的夹角;

Z'_2 —二次绕组阻抗折算值; Z' —二次回路负载阻抗折算值;

\dot{U}'_2 —负载电压降折算值; \dot{E}'_2 —二次绕组感应电动势折算值;

α —二次绕组阻抗角; θ —二次回路总阻抗角

电磁式仪用电流互感器在电流变换上也存在误差,可表示为

$$\epsilon = \frac{\dot{I}_0 N_1}{\dot{I}_1 N_1} \quad (4.5-14)$$

即电磁式仪用电流互感器的误差是复数,通常也用比差 f 和角差 δ 两个互相垂直的分量表示,即

$$\epsilon = f + j\delta \quad (4.5-15)$$

3.2.3 电磁式仪用电流互感器的误差补偿

为了提高电磁式仪用电流互感器的准确度,除了采用高导磁材料(包括采取相应的热处理工艺加以处理)制造铁心和合理设计互感器的参数外,还需采用专门的补偿方法。

较低准确度的电磁式仪用电流互感器一般采用较简单的补偿方法,如调匝补偿、磁分路补偿等;而对于较高准确度的电磁式仪用电流互感器,主要是设法使励磁磁通势 $\dot{I}_0 N_1$ 由另外一个磁通势 $\dot{I}_P N_P$ 补偿,即当 $\dot{I}_0 N_1 = \dot{I}_P N_P$ 时,励磁磁通势为零,从而使误差得到补偿。

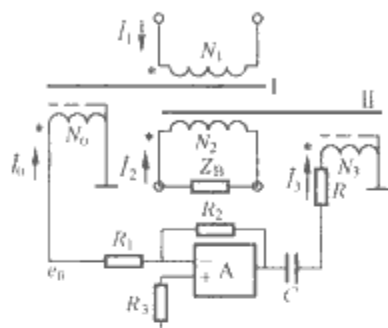
电磁式仪用电流互感器二次回路要输出一定的功率,采用补偿措施前,该功率由铁心传递。如果改由另外的电源 \dot{E}_P 提供功率,使 $\dot{E}_P = \dot{I}_2 Z_B$,其中 Z_B 是二次回路的总阻

抗,则励磁磁通势 $\dot{I}_0 N_1$ 便为零。如此,铁心不再传递能量,互感器的误差也就得到了补偿。随着电子技术的发展,实现误差补偿的方法有多种。有关原理可见参考文献 [1]。

采取误差补偿措施的电磁式仪用电流互感器的准确度都能达到较高,它们通常被称作电流比例标准,其误差一般小于 2×10^{-5} 。

3.2.4 自动补偿式仪用电流互感器

自动补偿式仪用电流互感器原理线路如图 4.5-14 所示。



根据传感原理的不同,电子式互感器可分为无源的和有源的两类。所谓无源电子式互感器,是指高压侧传感头部分不需要供电电源的电子式互感器;而有源电子式互感器,即传感头需要电源的电子式互感器。

3.3.3.1 无源电子式互感器

(1) 无源电子式电压互感器——无源 EVT。无源 EVT 可依据 Pockels 电光效应、Kerr 电光效应、逆压电效应、电致伸缩效应或电旋效应等原理来构建,用得最广泛的是 Pockels 电光效应。基于 Pockels 电光效应制成的无源 EVT 的基本原理是:在外加电压作用下,电光晶体(例如 BGO 晶体)由各向同性变为各向异性的双轴晶体,其折射率和通过晶体的光的偏振态发生变化,产生双折射;一束偏振光变成两束线偏振光,两个线性偏振分量有不同的相速度,导致输出光信号产生相位差。该相位差 $\Delta\varphi$ 与外加电压 u 的关系为

$$\Delta\varphi = \pi u / U_{\pi} \quad (4.5-16)$$

式中: U_{π} 为半波电压,即相位差为 180° 时对应的电压。

因此,只要测出相位差 $\Delta\varphi$,就可以得到被测电压 u 。图 4.5-16 为基于 Pockels 效应测量电压的原理。

(2) 无源电子式电流互感器——无源 ECT。无源 ECT 的工作原理有多种,包括 Faraday 磁光效应、Kerr 磁光效应、逆压磁效应、铁氧体磁畴效应、磁致伸缩效应以及电热效应等,其中,应用得比较多的是 Faraday 磁光效应。基于 Faraday 磁光效应制成的无源 ECT 的基本原理是:用磁光玻璃或单模光纤作传感元件,当一束线偏振光通过置于磁场中的磁光玻璃或单模光纤时,线偏振光的偏振面会在平行于光线方向的磁场作用下旋转。根据磁光效应和安培环路定律可知,该偏振面旋转的角度 θ 与产生磁场的电流 I 之间有如下关系

$$\theta = \mu_0 V \int_L H \cdot dI = \mu_0 VKI \quad (4.5-17)$$

式中: V 为费尔德常数; K 为光纤匝数;角度 θ 与被测电流 I 成正比。

所以,通过测量通流导体周围线偏振光偏振面的变化,就可间接测量出导体中的电流。图 4.5-17 即为 Faraday 效应测量电流的原理。

(3) 无源电子式互感器的特点。无源电子式互感器的优点是在传感头部分不需要复杂的供电装置,整个系统的线性度比较好;缺点是传感头部分有复杂而不稳定的光学系统,容易受到环境因素的干扰,影响了实用化进程。虽然为提高这类电子式互感器的测量准确度不断提出新的方法,并都在实验室条件下取得了一定成果,但仍不同程度地存在着通用

性差、装置复杂等缺点。

3.3.3.2 有源电子式互感器

有源 EVT 主要利用传统的电阻分压器、电容分压器以及单个电容器测量电压值。在有源 ECT 中,作为一次电流采样传感头的元件,有传统的电磁式电流互感器、电阻分流器及罗戈夫斯基线圈等,其中以由非磁性材料做骨架的罗戈夫斯基线圈应用最多。图 4.5-18 为利用罗戈夫斯基线圈测量电流的原理。罗戈夫斯基线圈中的感应电动势即感应电压 $e(t)$ 为

$$e(t) = \frac{d\psi}{dt} = -M \frac{di}{dt} \quad (4.5-18)$$

式中: ψ 为磁链; M 为罗戈夫斯基线圈的互感,它只与线圈的材料和尺寸有关。

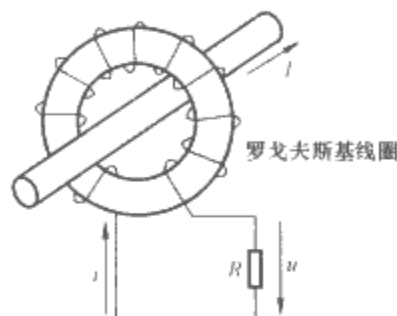


图 4.5-18 利用罗戈夫斯基线圈测量电流的原理

通过测量罗戈夫斯基线圈的感应电压,经过折算,就可以得到被测电流。

用有源电子式互感器实施测量时,其传感头采集到的测量信号经光纤调制后,传至低压侧进行分离、还原等处理。这种互感器需考虑高压侧的供能问题,供能方式有母线供能、激光供能、蓄电池供能和超声电源供能等,目前应用较多的是母线供能和激光供能。

3.3.4 电子式互感器的开发及应用

在电子式互感器的研制和应用推广方面,发达国家进行了大量研究和试验,取得了丰富的现场挂网经验,且一些知名大公司已推出了不少市场化产品。例如,ABB 公司研制生产出的几种电子式互感器,在插接式智能组合电器(PASS)、SF₆ 气体绝缘开关(GIS)、高压直流(HVDC)输电及中低压开关柜中都已应用。此外,还有法、德、美、加拿大、日本等发达国家的多个大公司研制生产的多个电压等级、多个准确度级别的有源、无源电子式互感器,均已在多个国家的变电站、电力公司、直流输电工程中成功运行。

目前,我国也已研制出多种电子式互感器,且其中不少也已有了挂网运行的经验,但达到商品化水平的还不多。

3.3.5 电子式互感器的应用前景

无源式电子互感器虽一次侧无需供电电源,但目前其光学装置的制作工艺还相当复杂,且对其稳定性的控制水平还有待提高;而有源式电子互感器已较为成熟,投入实际运行的较多,已获得了大量现场运行经验,有望更快推广应用。国际电工委员会关于电子式互感器的标准已发布,我国的相关国家标准也已制定,且我国的国家级电子式互感器检测中心已在武汉高压研究所成立,这预示着电子式互感器在更大范围的实际应用已提上日程。电网改造以及电力系统数字化、自动化的进步需求,都要求尽快在各种电压等级的电网中安装和使用电子式互感器。电子式互感器具有电磁式互感器无法比拟的诸多优点,决定了其逐渐代替传统互感器的趋势将日益明显。电子式互感器除了可在

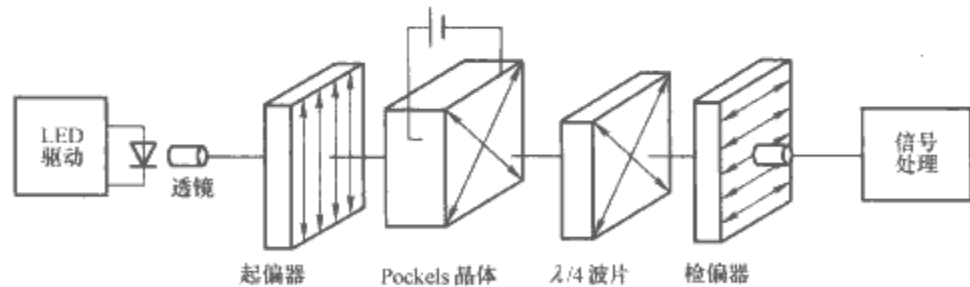


图 4.5-16 基于 Pockels 效应测量电压的原理

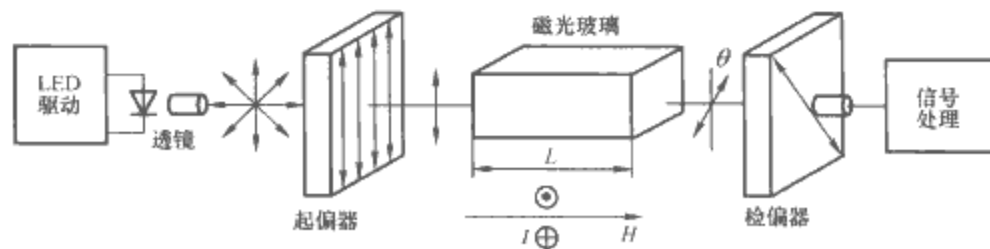


图 4.5-17 Faraday 效应测量电流原理（磁光玻璃型）

电网安装和使用外，还可用于测量大功率高频电流，且也因其质量轻，也可制造便携式电子电流互感器。

4 分流器和分压器

这里只介绍直流电阻式电流分流器和直流电阻式电压分压器。直流电阻式分流器用于扩大直流电流表的量限，扩大范围为几十到几千安培。直流电阻式分压器用于扩大直流电压表的量限，扩大范围为几十伏到几千伏。为了确保读数可靠准确，被测对象通过分流器、分压器的转换，应使测量仪表的读数接近于上限值。分流器、分压器应有足够的容量，减少发热，确保测量过程的稳定；还要采用二次侧接地措施，以保障操作使用人员的安全。

4.1 分流器

4.1.1 工作原理

分流器是一个与测量机构电路并联的电阻，如图 4.5-19 所示。被测电流的大部分通过分流电阻 R ，即借助它，直流电流表的量限得以扩大。

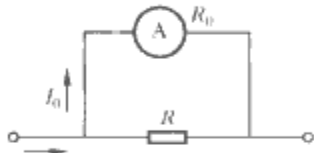


图 4.5-19 电流表线路示意图

按照图 4.5-19，被测电流可表示为

$$I_X = I_0 \frac{R_0 + R}{R} = I_0 K_L \tag{4.5-19}$$

式中： R_0 为毫安表头或微安表头即测量机构的内阻； R 为分流器电阻； I_0 为测量机构的满偏电流； K_L 为分流系数，体现了被测电流 I_X 比 I_0 扩大的倍数。

4.1.2 结构

分流器通常由锰铜材料制成，其电阻温度系数很小、电阻系数很大。分流器应该具有较大的截面，使其不至于发热到允许温度以上，以避免在测量电流时产生误差。

较大电流的分流器一般都安置在仪表壳之外，称为外加分流器；较小电流的分流器可以安置于仪表壳内，称为内加分流器。

外加分流器又分专用和定值两种。专用分流器只用于与它一起校准过的仪表，而定值分流器则不同，只要仪表的测量电压量限与分流器上标明的电压降相适应即可配合使用。在额定电流下，定值分流器电位端钮间的额定电压（mV）有 30，45，75，100，150，300 等规格。外加分流器的接线图如图 4.5-20 所示。

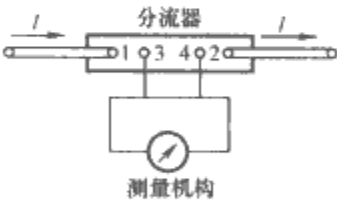


图 4.5-20 外加分流器的接线图

4.1.3 特点

分流器上一般不标电阻值，而是标明额定电流和额定电压值。当测量机构（微安表头或毫安表头）的电压量限等于分流器的额定电压值时，加上分流器之后，所形成的大量程电流表的电流量限，就等于分流器的额定电流值。

4.1.4 FL-2 型定值分流器

它的用途是供 1.5 级和 2.5 级毫安表在直流电路中扩大电流量限。

(1) 准确度和测量范围。FL-2 型分流器的准确度为 0.5 级，测量范围（A）为 20，30，50，75，100，150，200，300，500，750，1000，1500。

(2) 额定电压。当通以额定电流时，FL-2 型分流器两

端的额定电压降为 75mV。

(3) 工作环境。环境温度为（-40~+60）℃，相对湿度在 98% 以下。

4.2 分压器

4.2.1 工作原理

电阻分压器原理电路如图 4.5-21 所示。

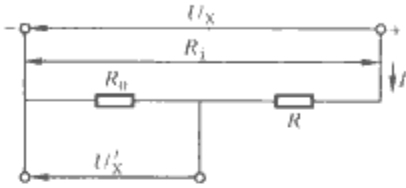


图 4.5-21 电阻分压器原理电路

分压器接被测电压 U_X 后，电阻上的电压为

$$U_X = IR_i \tag{4.5-20}$$

$$U'_X = IR_0 \tag{4.5-21}$$

$$U_X = \frac{R_i}{R_0} U'_X = KU'_X \tag{4.5-22}$$

式中： K 为倍率值； R_0 为输出电阻； R_i 为输入电阻； U_X 为被测电压； U'_X 为分出的低电压。

可见，用内阻很大的电压表或电位差计测得 U'_X 再乘以 K ，即为实测电压值。因而，利用分压器可扩大仪表测量电压的量限。

4.2.2 特点

电阻分压器又分为定阻输入式线路和定阻输出式电路，如图 4.5-22 所示。

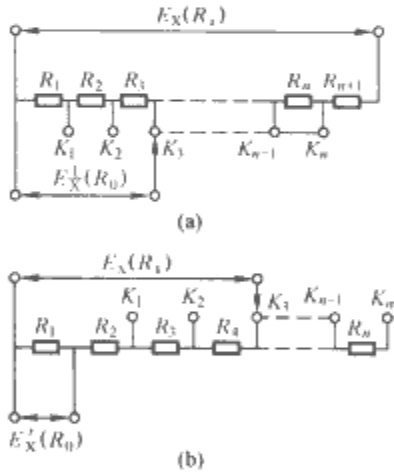


图 4.5-22 常用的电阻式分压器线路图
(a) 定阻输入式线路；(b) 定阻输出式线路

定阻输入式分压器对被测电压 E_X 相当于固定负载， E_X 的内阻的变化并不影响分压器的分压比。定阻输出式分压器对测量所分低电压 E'_X 的仪表是固定量，即只要测量仪表的输入电阻大于 R_i ，则因被测电压侧内阻所带来的误差影响可以被忽略。

实际使用的电阻分压器多做成有多个分压比可供选择的电阻分压箱。

4.2.3 直流电阻分压箱使用注意事项

(1) 分压比要选择正确，应使被分电压与分压系数 K 之比要小于或等于配套使用的电位差计或电压表的测量上限。

(2) 分压箱接线不能接反。被测电压一定要接在分压箱中串联的所有电阻即总电阻上，而被测电压的一部分直接加在电位差计的未知端钮上。

(3) 在接线时，正负极性不能接反，尤其是用补偿法检定交、直流电压表时特别要注意。

(4) 为了安全和耐压，应使分压器保持清洁，勿使其受潮。使用时，分压器外壳的接地端钮一定要接地。

4.2.4 分压器典型产品

分压器的典型产品见表 4.5-7。

表 4.5-7 分压器的典型产品

| 产品名称 | 型号 | 量 限 | 准确度 (±%) |
|---------|------|--|----------|
| 定值附加电阻 | FJ43 | 600~1200V (1mA) | 0.2 |
| 直流电阻分压箱 | FJ51 | 标称电压比为 500, 200, 100, 10 额定电压 (V) 为 750, 300, 150, 15 | 0.01 |

表 4.5-8 电测量仪表检定装置分类

| 分 类 | | 主要技术指标 | 用 途 |
|-------------------|---------------|---|-----------------------------|
| 电能表 检定装置 | 单相电能表检定装置 | 准确度为 0.3%~0.01% 电流范围为 0~50A 电压范围为 0~380V 相位调节范围为 0°~360° | 用于检定各种交流电能表、功率表、相位表、电流表和电压表 |
| | 三相电能表检定装置 | | |
| 交 直 流 电 表 检 定 装 置 | 交流电表检定装置 | 同电能表检定装置 | 可利用电能表检定装置 |
| | 交流标准电压源 | 准确度为 0.1~0.005 电压范围为 0~1000V 频率范围为 20Hz~100kHz | 检定交流电流表、电压表及在实验室作为标准信号源 |
| | 交流标准电流源 | 准确度为 0.1~0.01 电流范围为 0~10A 频率范围为 20Hz~10kHz | |
| | 直流电表检定装置 | 准确度为 0.025 电压范围为 0~600V 电流范围为 0~10A | 检定 0.1 级以下直流电流 |
| | 直流标准电压源 | 准确度为 0.1~0.000 5 电压范围为 0~1000V | 检定高精度直流电压表 |
| | 直流标准电流源 | 准确度为 0.1~0.005 电流范围为 0~10A | 检定高精度直流电流表 |
| | 多功能标准源 | 准确度与电流、电压范围同上述两项；电阻准确度为 0.01~0.001 | 检定多功能表 |
| | 交直流比较仪式电表检定装置 | 热电式、电动式、静电式 | 检定各种高准确度交流电流表、电压表、功率表 |
| | 电量变送器检定装置 | 准确度等级视标准仪器而定；调节范围同电能表检定装置 | 检定电量变送器 |
| | 互感器检定仪 | 仪器采用微差法测量，本体准确度为 1%~2%。测量准确度取决于其中所用标准互感器的准确度 | 检定电压互感器、电流互感器或测量导纳和阻抗 |

5.2 电测量仪表检定装置的原理结构

电测量仪表检定装置通常由激励源、调节装置、监视仪表、标准表、测量数据读取和误差处理、显示装置等按规定的测试方法和测试线路所组成，如图 4.5-23 所示。把它的各组成设备合理地安装在一个适宜操作的台式结构体内，有时还设有专门放置被检表的桌台或支架。

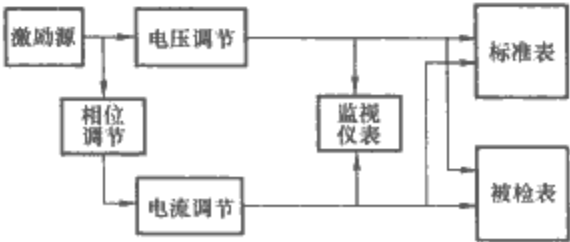


图 4.5-23 电测量仪表检定装置原理框图

5 电测量仪表检定装置

5.1 电测量仪表检定装置的定义和分类

电测量仪表检定装置（又称校验装置或检验装置，以下统称检定装置），是用于检定电测量仪表误差的成套设备，也可能就是一台单独的标准仪表。它能向被校验仪表提供电信号，并能准确测量该信号。

电测量仪表检定装置分类见表 4.5-8。

5.2.1 激励源

激励源是向被检表提供测试信号的电源，如工频电网、专用发电机组、电池以及稳定电源等。大多数检定装置都能提供 2 路（单相交流或直流装置）或 6 路（三相交流装置）电压、电流激励信号。对电测量仪表检定装置而言，不仅要求其激励源的信号输出要稳定，而且还要求输出信号的相位和频率也要稳定，且对交流激励源还有特定的输出波形要求。

5.2.2 调节装置

调节装置是用来调节激励信号为被检表提供满足相关检定规程所需信号的装置。调节装置要有足够的调节范围和调节细度。一般应能从零（或规定的最小值）平稳地调节到被检表额定值（或最大值）的 120%；调节细度应优于相应标准表准确度等级指数的 1/5。

5.2.3 标准表

标准表的误差是检定装置综合误差的最主要部分。标准表的准确度等级应按有关检定规程的规定选取。一般情况下,标准表的误差应小于被检表容许误差的1/5,且量程应与被检表尽可能一致,否则,要使用扩大量限装置使其达到一致,这时,扩大量限装置的误差要计入标准表的误差之中。

5.2.4 监视仪表

监视仪表是检定装置中的辅助仪表,用以监视检定工作是否处于相关检定规程规定的状态。检定装置中所配监视仪表的准确度等级由相关检定规程规定。

5.2.5 测试数据的读取、误差处理和显示装置

检定装置必须具有读数或显示装置,以获得被测值及相应误差。传统检定装置由标准表指示;而在现代检定装置中,通常装有替代人工读数、误差计算和显示、打印等装置,其除能减轻检定人员的劳动强度外,更主要的是可以消除人为误差并提高检定工作效率。

5.2.6 装置的内部接线和切换开关

检定装置往往由多台设备组成,能完成多种检定测试任务。这些设备之间要按不同的测试功能和测试方法用导线连接起来。为了便于改变测试功能和测试量程,通常用开关来改变测试线路和切换测试量程。连接导线要有足够的截面积和良好的绝缘。对导线的布局要注意它载有的电流和电压产生的电磁场、泄漏电流对被检表和标准表的影响,防止由此造成测量结果失真或危及人身安全。采取的措施,一是尽量远离被检表和标准表;二是加强绝缘;三是采取必要的屏蔽措施。

5.3 直流和交流电测量仪表检定装置

5.3.1 直流电测量仪表检定装置

5.3.1.1 基于“标准表法”构建的检定装置

直流电表检定装置框图如图4.5-24所示。图中的直流电源多采用直流稳压电源,其电压回路的输出电压一般为10~600V;电流回路的输出电压为3~20V;输出的功率为100~200W。直流稳压电源分多个量程,以适应被检电测量仪表不同量程的需要。调节装置采用电阻式调节器。标准仪表可以采用同类型的精密仪表,也可以采用直流电位差计(参见本篇第6章的1)。

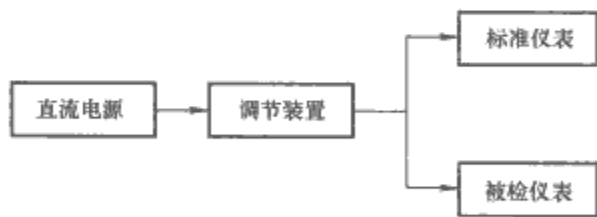


图 4.5-24 直流电表检定装置框图

5.3.1.2 基于“标准源法”构建的检定装置

这种检定装置的特点即以源检表。标准源(参见本篇第7章的2和6)又称校准器。它集激励源、调节装置和标准表于一体,是专门用来检定电测量仪表的设备。

检定直流电压表或直流电流表时,只要把被检表的输出端与标准源的输出端连接起来即可。标准源都有输出端极性转换开关。检定时选择好量程,根据相应检定规程逐点设置输出信号,使被检表的指(显)示器达到检定点,从标准源上读取实际值,即可计算出该点的误差。可编程式标准源还可根据被检表的分度情况事先设定好检定点,并利用其程控

设置、自动执行功能,使标准源输出的信号逐渐趋于检定点(利用指示电表监视)。

检定直流功率表需要直流标准电压源和直流标准电流源联合起来使用,其检定误差为两台标准源误差的绝对值之和。

5.3.2 交流电表检定装置

0.5级及其以下准确度等级的交流电能表,可以使用电能表检定装置(参见本章的5.6)检定,不同的是要选择相应量限的标准电能表。

5.3.2.1 标准源法

其接线和操作方法与本章的5.3.1所述相同,但不适于对功率表的检定。

5.3.2.2 热电比较法

热电比较式交流电表检定装置主要用于检定高准确度的交流电压表、交流电流表、交流功率表及交流标准源等。对交流功率表的检定参见本篇第3章的3.4。

热电比较仪以热电变换器作为交流/直流转换元件,它利用直流量与等量的交流有效值具有相同热效应的原理构成。热电比较仪采用热电变换器实现交/直流转换,从而实现以精确测量直流量的办法达到精确测量交流量的目的。

热电比较式交流电表检定装置由热电转换器、直流标准电压(流)源、前置放大器、交流数字电压表、交流稳定电源以及调节装置等组成,如图4.5-25所示。实施检定时,先把热电转换器接到交流侧,调节交流电压(流),使被检仪表的指示达到规定的检定点,读取数字电压表的指示值;然后,把热电转换器接到直流侧,调整直流标准源的输出,使数字电压表的指示值与交流时的指示值相同;这时,直流标准源的设定值即为被检交流量的实际值,从而可以计算出被检交流仪表在该检定点的误差。这种检定装置的测量准确度可达 2×10^{-5} 。

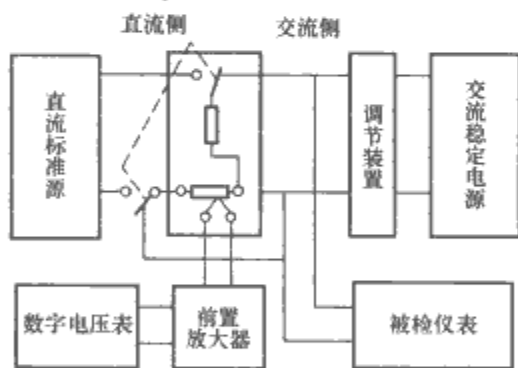


图 4.5-25 热电比较式交流电表检定装置框图

5.4 电量变送器检定装置

电量变送器检定装置与电表类检定装置的差别,是要检定变送器的变换系数,即输出量与输入量之比的误差。所以,检定装置既要测量被检电量变送器的输入量,又要测量它的输出量,或者要借助标准变送器实施微差法完成测量。

5.4.1 标准表法

标准表法变送器检定装置框图如图4.5-26所示。它除具有前述各种检定装置的功能外,还要有测量变送器输出量的标准仪表,最常用的是数字电压表和电流表。标准表的误差,即为测量输入量和输出量的两只标准表的误差的绝对值之和。

5.4.2 微差法

微差法是采用与被检变送器具有相同输入、输出量程的



图 4.5-26 标准表法变送器检定装置框图

标准变送器作标准，在标准变送器和被检变送器输入同一激励信号条件下，测量两者输出信号差值的一种方法。采用微差法的检定装置框图如图 4.5-27 所示。测量两个变送器差值的数字仪表要有很高的输入阻抗和较高的分辨率，而准确度却不一定很高。

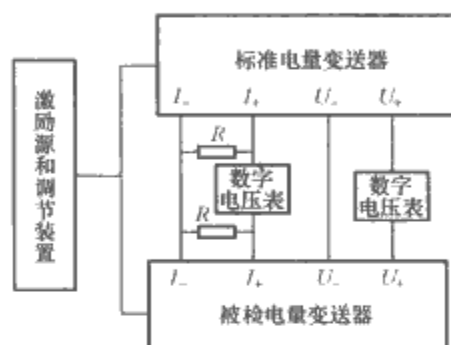


图 4.5-27 微差法变送器检定装置框图

5.5 互感器检定仪

互感器检定装置的核心仪器是互感器检定仪，它是用来测量互感器比差和角差的仪器。对互感器的检定尽管有多种测量线路，但都是采用标准互感器与被检互感器对接的微差法实施的。由于测量的是两互感器输出的微小差值，所以对互感器检定仪本身准确度的要求并不高，在 1%~2% 即可得到很高的测量准确度。测量微差的方法，大体上可分为测差法和补偿法两种。

5.5.1 实现测差法的互感器检定仪

以检定电流互感器为例，在图 4.5-28 中，标准互感器 TAB 与被检互感器 TAJ 的一次绕组串联接至电流调节装置（升流器），而它们的二次绕组的极性如图 4.5-28 对接；如此，两者二次侧电流的差值 $\Delta i = i_{2X} - i_{2N}$ ，在 R_Δ 上产生差值电压信号 $\Delta \dot{U} = \Delta i R_\Delta$ 。 Δi 和 $\Delta \dot{U}$ 都含有以 i_{2N} 为参考相量的同相分量和正交分量。如果能将其同相分量和正交分量分离并测出它们的值，就可求出比差和角差。分离和测量的方法有直角坐标交流电位差计法和相敏检波法。

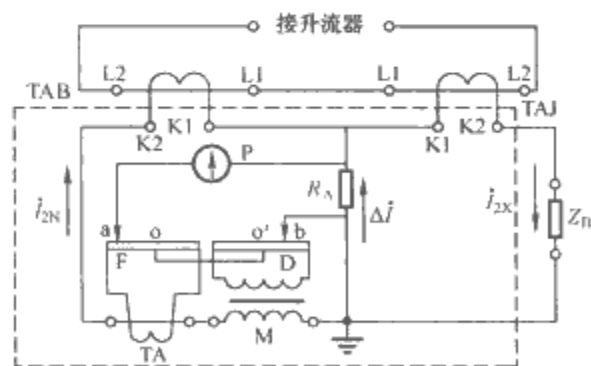


图 4.5-28 交流电位差计法检定电流互感器线路

5.5.1.1 直角坐标交流电位差计法

图 4.5-28 为直角坐标交流电位差计法的测量线路。图中，虚线框内为互感检定仪的内部线路，实际上它是一台直角坐标交流电位差计（工作原理参见本篇第 6 章的 1），P 为交流指零仪，TA、M、F、D 组成直角坐标交流电位差计。其中，F 为同相盘的滑线电阻，接在电流互感器 TA 的二次

绕组两端；D 为正交盘的滑线电阻，与正交供电互感器 M 的二次绕组构成回路。工作电流 i_{2N} 通过 TA 和 M 的一次绕组时，它们的二次绕组就相应产生与 i_{2N} 同相和正交的电

$$\left. \begin{aligned} f_X &= f_N + r_{ob}/(K_T R_\Delta) \\ \delta_X &= \delta_N + r_{ob}/(K_M R_\Delta) \times 3438 \end{aligned} \right\} \quad (4.5-23)$$

式中： f_X 、 f_N 分别为被检电流互感器与标准电流互感器的比差； δ_X 、 δ_N 分别为被检电流互感器与标准电流互感器的角差； K_T 、 K_M 分别为电流互感器 TA 和正交互感器 M 的变比；常数 3438 是弧度转化为分的常数。

可见，适当选择 K_T 、 K_M 和 R_Δ 的值，即可在 F 和 D 的刻度盘上直接以比差和角差标定刻度。

同理，图 4.5-29 是利用直角坐标交流电位差计检定电压互感器的测量线路。图 4.5-29 中，TVB 和 TVJ 分别为标准电压互感器和被检电压互感器；YB 是负载箱；虚线框内是互感器检定仪本体；TB 是电压/电流变换器； R_1 、 R_2 和 C 组成补偿电路，用以保证 TB 的二次电流与一次电压之间的变换系数准确且相位一致； R_d 是可调分压电阻，用于取样两互感器二次侧电压之差并分压， R_d 的分压系数以 K_d 表示；该图线路的其余部分同图 4.5-28。以该线路检定电压互感器，得到的比差和角差表达式有

$$\left. \begin{aligned} f_X &= f_N + r_{cm}/(K_d K_B K_T) \\ \delta_X &= \delta_N + r_{ob}/(K_d K_B K_M) \times 3438 \end{aligned} \right\} \quad (4.5-24)$$

式中， K_B 、 K_T 、 K_M 分别为电压/电流变换器 TB、电流互感器 TA 和正交互感器 M 的变比。

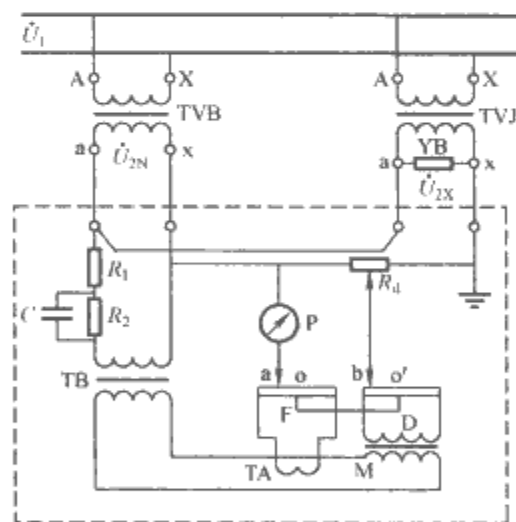


图 4.5-29 交流电位差计法检定电压互感器的测量线路

5.5.1.2 相敏检波测差法

这里仅以对电流互感器的检定为例。图 4.5-30 为用相敏检波测差法检定电流互感器的简化原理图。图 4.5-30 中， R_N 为交流标准电阻，用于电流 i_{2N} 的取样， $\dot{U}_N = i_{2N} R_N$ ；T 为接在差值支路中的小电流互感器，它向运算放大器 A 提供差值电流信号 Δi 。 Δi 被反馈电阻 R_1 采样并输出一个与之成正比的电压信号 $\Delta \dot{U}$ 。将 \dot{U}_N 和 $\Delta \dot{U}$ 送入图 4.5-31 所示的误差分离与运算电路，即可得到被检电流互感器的比差和角差。

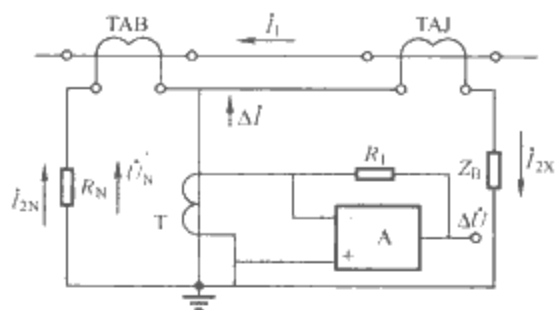


图 4.5-30 用相敏检波测差法检定
电流互感器的简化原理图

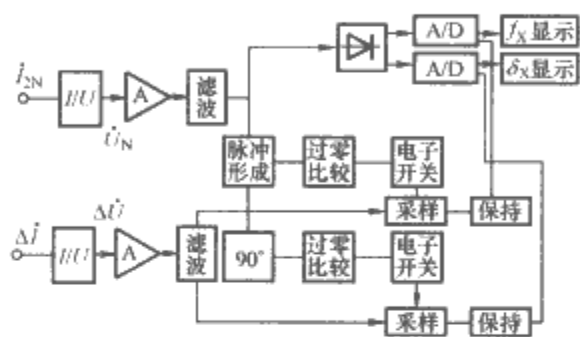


图 4.5-31 误差分离与运算电路框图

在图 4.5-31 中，脉冲形成电路输出的一路去进行过零比较，然后驱动电子开关，控制对 $\Delta \dot{I}$ ($\Delta \dot{U}$) 信号的采样时刻，再经保持电路送到 A/D 变换器进行除法运算得到 f_X ；另一路输出经 90° 移相后也送至过零比较电路，然后通过电子开关去控制对 $\Delta \dot{I}$ ($\Delta \dot{U}$) 信号的采样时刻，再经保持电路到 A/D 变换器作除法运算得到 δ_X 。双斜 A/D 变换器作为除法运算器是简单易行的。该测量线路以 \dot{U}_N 作为参考电压，以 $\Delta \dot{U}$ 作被测量，可直接用数字显示出 $\Delta \dot{U}/\dot{U}_N$ 的除法运算结果，即比差 f_X 和角差 δ_X 。

5.5.2 基于补偿法原理的互感器检定仪

5.5.2.1 电导、电容补偿法

图 4.5-32 是基于电导、电容补偿法的电流互感器检定仪原理线路，其虚线框内是检定仪本体； R_N 为交流标准电阻；TB 是产生补偿电流的辅助互感器；SF、SD 为两个单刀双掷开关； K_F 和 K_D 分别表示 TB 的两组电压变比； G 是可变电导箱； C 为可变电容； P 是交流指零仪。当 TAB 和 TAJ 的一次回路注入电流 \dot{I}_1 时，可通过交替调节 G 和 C 并借助开关 SF 和 SD 改变电流的极性，以使指零仪指零，这时

$$\left. \begin{aligned} f_X &= f_N + R_N G / K_F \\ \delta_X &= \delta_N + R_N \omega C / K_D \times 3438 \end{aligned} \right\} \quad (4.5-25)$$

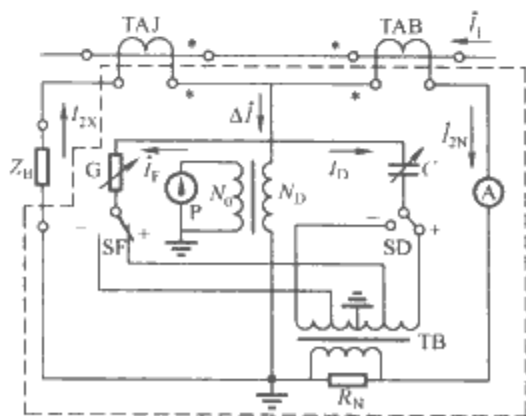


图 4.5-32 基于电导、电容补偿法的
电流互感器检定仪原理线路

合理地选择 R_N/K_F 和 R_N/K_D ，即可用电导值 G （西门子）表示被检互感器的比差，以电容值（ μF ）表示被检互感器的角差。

图 4.5-33 为电压互感器检定电路。图 4.5-33 中，TP、TB 为辅助互感器， K_P 为 TP 的变比， R_N 为 U/I 变换电阻。在图中的指零仪指零即平衡条件下有关系式

$$\left. \begin{aligned} f_X &= f_N + R_N G / K_F \\ \delta_X &= \delta_N + R_N / (K_P K_D) \times \omega C \times 3438 \end{aligned} \right\} \quad (4.5-26)$$

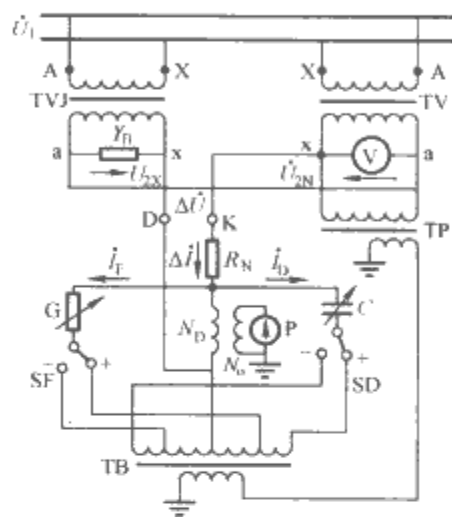


图 4.5-33 补偿式检定装置校验
电压互感器线路

如果 K_P 与 R_N 的值选得合适，不仅可以直读比差和角差，而且还可与检定电压互感器的刻度相一致。

5.5.2.2 电子补偿式互感器检定仪

电子补偿式检定仪检定电流互感器线路如图 4.5-34 和图 4.5-35 所示。

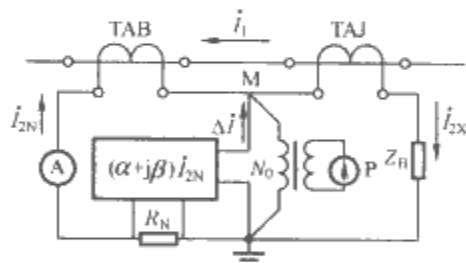


图 4.5-34 电子补偿式检定仪校验
电流互感器线路之一

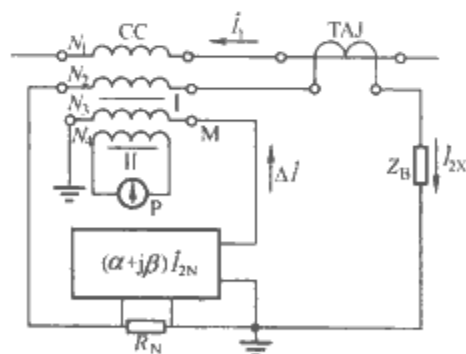


图 4.5-35 电子补偿式检定仪校验
电流互感器线路之二

这两个原理线路的差别是后者以电流比较仪取代了前者的标准电流互感器 TAB。电流比较仪的比差和角差极小，用它作标准，可检定高准确度的电流互感器。电子补偿式检定仪与电导、电容式检定仪的差别仅在于产生补偿电流的方式改用了电子线路。图 4.5-34 中， $(\alpha+j\beta)\dot{I}_{2N}$ 单元是一个电子

式补偿器，它产生的补偿电流 $\Delta \dot{I}$ 经 M 点注入绕组 N_0 。调整补偿电路中 α 和 β 这两个参数，可以使指零仪 P 指零，即 $\Delta \dot{I} = \dot{I}_{2X} - \dot{I}_{2N}$ 。这时， α 和 β 的数值便分别为被检互感器的比差和角差。关键是如何实现差值补偿线路。补偿电流发生电路框图如图 4.5-36 所示，其各有关部分简介如下。

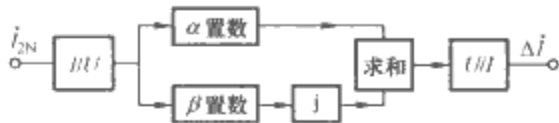


图 4.5-36 补偿电流发生电路框图

(1) I/U 变换电路。 I/U 变换电路如图 4.5-37 所示。图 4.5-37 中 R_N 为交流标准电阻，用以将 \dot{I}_{2N} 转换为补偿器的参考电压 \dot{U} （与 \dot{I}_{2N} 同相且成比例）。

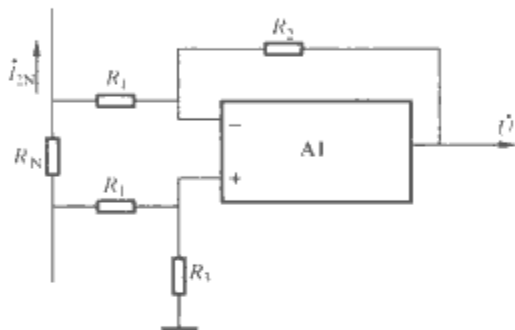


图 4.5-37 I/U 变换电路

(2) 同相置数电路（图 4.5-36 中的 α 置数方框）。同相置数电路框图如图 4.5-38 所示。图 4.5-38 中， α 置数实际上是一个键盘，用来输入数字量以控制 D/A 的输出。D/A 转换器的基准电压 \dot{U} 来自 I/U 变换电路（见图 4.5-37）的输出端。放大器 A2 是增益为 1 的倒相器，它的输出电压 $\alpha \dot{U}$ 的极性也由键盘输入，并通过继电器 K 控制。

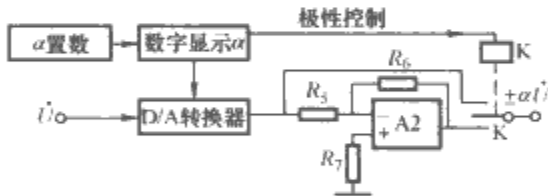


图 4.5-38 同相置数电路框图

(3) 正交置数电路。正交置数电路框图如图 4.5-39 所示。图 4.5-39 中， β 的方框图与图 4.5-38 所示的电路完全一致。后面的积分放大器 A3 是用来移相 90° 的。

(4) 求和与 U/I 变换器。其原理线路如图 4.5-40 所示。其中， $\pm \alpha U$ 和 $\pm j\beta U$ 在 A4 放大器相加，通过电阻 R_{22} （或

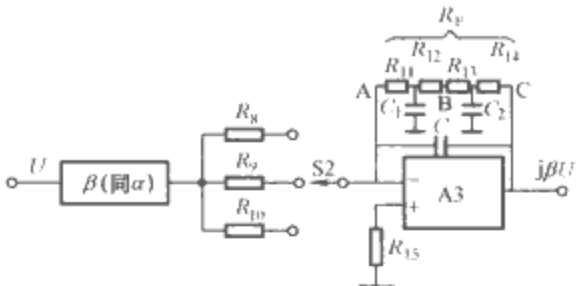


图 4.5-39 正交置数电路框图

R_{21} 、 R_{23}) 输出一个 $\Delta \dot{I} = (\pm \alpha U \pm j\beta U) / R_{22}$ 的补偿电流。图 4.5-40 中， C_4 是隔直流电容。 R_{20} 、 C_3 及跟随器 A5 组成正反馈回路，目的在于提高电路的响应速度。

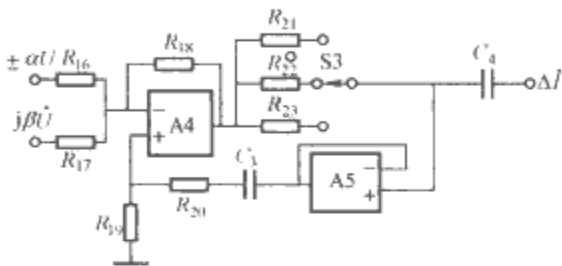


图 4.5-40 求和与 U/I 变换电路

5.6 电能表检定装置

电能表检定装置是用来检验电能表误差的设备，由激励电源、电压、电流以及相位调节装置和相应的测量仪表、标准仪表所组成。它除能检定电能表外，也可用于检定交流功率表、相位表、电流表和电压表。

5.6.1 电能表检定装置的分类

按品种分类，电能表检定装置有单相电能表检定装置和三相电能表检定装置，三相电能表检定装置也可以用于单相电能表的检定。

按激励源和调节装置的构成设备分类，电能表检定装置有电工式和电子式之分。电子式的电能表检定装置如采用程控电源作为激励源和调节装置，则称为程控式的。电工式的电能表检定装置的调节装置主要由升流、升压变压器、自耦调压变压器和移相器等组成。激励源有的直接由工频电网提供，有的增配有稳压电源。电子式的电能表检定装置采用由电子器件组成输出（幅值和相位）可调节（手动或程控）的稳定电源，能起到激励源和调节装置的双重作用。

按使用场所分，电能表检定装置有用于生产车间和实验室的固定式和用于供电现场的便携式两种。

5.6.2 电能表检定装置的主要技术要求

电能表检定装置的主要技术要求见表 4.5-9 和表 4.5-10。

| 表 4.5-9 电能表检定装置的基本技术要求 | | | | | | |
|-------------------------|---------|-------|-----------|----------|------|---------------|
| 被检电能表准确度等级 | | 0.1 | 0.2 | 0.5 | 1.0 | 2.0 3.0 (无功表) |
| 电能表检定装置的准确度级别 | | 0.03 | 0.05 | 0.1 | 0.2 | 0.3 0.5 |
| 标准表准确度等级 ^① | 标准电能表 | 0.02 | 0.05 | 0.1 | 0.2 | 0.2 |
| | 标准功率表 | 0.02 | 0.02~0.05 | 0.05~0.1 | 0.1 | 0.1 |
| 标准互感器准确度等级 ^① | | 0.005 | 0.005 | 0.01 | 0.02 | 0.05 0.2 |
| 激励源功率稳定度 | 瓦秒法 | 0.005 | 0.01 | 0.02 | 0.05 | 0.05 |
| | 比较法 | 0.2 | 0.2 | 0.5 | 0.5 | 1.0 |
| 监视仪表准确度等级 | 频率表 | 0.1 | 0.2 | 0.2 | 0.5 | 0.5 |
| | 功率表 | 0.5 | | | 0.5 | 1.0 |
| | 电压表、电流表 | 0.5 | | | 1.0 | 1.5 |

| 续表 | | | | | | | |
|--|---------------------------------|----------------|-----|-----|-----------|-----|-----------|
| 被检电能表准确度等级 | | 0.1 | 0.2 | 0.5 | 1.0 | 2.0 | 3.0 (无功表) |
| 供电电源波形的谐波总畸变率 $\leq 5\%$ 时, 输出电压、电流波形的谐波总畸变率 (%) | | 1 | | 2 | | 3 | |
| 移相过程中输出电压变化率 (%) | | 1.5 | | | | | |
| 调节细度 | | 标准表准确度等级的 1/5 | | | | | |
| 标准表与被检表同相电压间的电位差与被检表额定电压的比 | | 标准表准确度等级的 1/10 | | | | | |
| 输出电压电流对称条件 | 每相 (线) 电压对三相 (线) 电压平均值相差不超过 (%) | ± 0.5 | | | ± 1.0 | | |
| | 每相电流对三相电流平均值相差不超过 (%) | ± 1.0 | | | ± 2.0 | | |
| | 任一相电流、电压间相位差与另一相电流、电压间相位差不超过 | 2° | | | | | |

① 标准电能表、标准功率表、标准互感器准确度等级为参考值,但电能表检定装置的准确度级别应符合表中的规定值。

表 4.5-10 电能表检定装置允许的标准偏差估计值

| 类 别 | 功率因数 cosφ (sinφ) | 电能表检定装置准确度等级 | | | | | |
|----------|---------------------|------------------|-------|-------|------|------|------|
| | | 0.03 | 0.05 | 0.1 | 0.2 | 0.3 | 0.5 |
| | | 允许的标准偏差估计值 S (%) | | | | | |
| 新生产的检定装置 | 1.0 | 0.003 | 0.005 | 0.01 | 0.02 | 0.03 | 0.05 |
| | 0.5 (感性) | 0.004 | 0.008 | 0.02 | 0.03 | 0.05 | 0.08 |
| 使用中的检定装置 | 1.0 | 0.004 | 0.006 | 0.015 | 0.03 | 0.04 | 0.06 |
| | 0.5 (感性) | 0.006 | 0.01 | 0.02 | 0.04 | 0.06 | 0.1 |

注 标准偏差估计值 S (%) 按式 (4.5-27) 确定

$$S=\sqrt{\frac{1}{n-1}\sum_{i=1}^n(\gamma_i-\gamma_{av})^2} \quad \%$$
 (4.5-27)

$$\gamma_{av}=\frac{\gamma_1+\gamma_2+\cdots+\gamma_n}{n} \quad \%$$
 (4.5-28)

式中: n 为对某一负载测试点,电能表检定装置对电能的重复测量次数 (n≥5),每次测量时都要重新启动调节设备和主要开关; γ_i 为第 i 次测量时电能表检定装置的相对误差,%; γ_{av} 为相对误差 γ_i 的平均值,见式 (4.5-28)。

5.6.3 电能表检定装置的典型线路

单相电能表检定装置的典型线路如图 4.5-41 所示。电压源经开关输入后,分成电压回路和电流回路。电压回路中,电压经移相电路(由移相粗调开关 S_φ、相数变换器 XB、调压器 1T_φ 和 2T_φ 组成)、调压器(1TY 粗调和 2TY 细调)调压,最后经升压器升压输出到被检表。移相器中的 1T_φ 是为了减小移相引起的电压变化的补偿调压器,相位细调调压器 2T_φ 与 1T_φ 的触点同步移动,在移相的同时,使输出电压维持不变。SJK 是作潜动试验时把输出电压从额定值切换到 110%或 80%的开关。SYK 是输出电压选择开关。监视仪表 PV、PW 和标准表 PJ 接在电压互感器 TV 的二次侧。电流回路的 TZB 为 380/220V 降压器; 1TL 和 2TL 为调节输出电流的自耦变压器; TSL 为升流变压器; SLK 为输出电流选择开关。监视仪表 PA、PW 和标准表 PJ 接在电流互感器的二次侧。SGK 为工作电压开关,合上它,被检表便会不停地转动。SBK 是标准表启停开关,它通过继电器 K1 和 K2 控制标准表的启停。当 SGK 处在断开状态时,可通过 SBK 控制标准表和被检表同步启停。

三相电能表检定装置与单相电能表检定装置的差别是电压、电流回路都是三相的,它的电压回路如图 4.5-42 所示。电路中,相位补偿器的作用是调整三相激励源的相位,其电

流回路如图 4.5-43 所示。图 4.5-43 中,虚线框内为变压器型移相器,其结构和原理与图 4.5-41 所示的相同,差别仅在于有三相输出,其余部分也与单相电能表检定装置相同。

电能表检定装置大都配有三相电子稳压器作激励源,另外还配有读取被检表铝圆转盘转数的光电头。因为当今标准电能表都具有脉冲输出,与光电头配合使用可直接得到检定误差,所以,现在的电能表检定装置大都还装有误差计算和显示的所谓误差显示器。

图 4.5-44 是便携式电能表检定仪的电压、电流调节装置线路。通常,便携式电能检定仪直接以工频电力网供电,多使用在供电现场。

5.6.4 程控式电能表检定装置

程控式电能表检定装置与电工式电能表检定装置的主要差别在于,一是程控式装置中引入了计算机,使电流间的相位是可控的;二是电压和电流倍率开关由计算机控制,以改变电压和电流互感器的变比,进而,计算机可据此确定标准表的脉冲当量。被检电能表铝圆盘转数通过光电头和计数单元计数,标准表输出脉冲也由计数单元另一计数器计数,计数结果送入计算机处理,得到被检电能表的误差,并在屏幕上显示或通过打印机打印出校验报告。图 4.5-45 是程控式电能表检定装置工作原理框图。

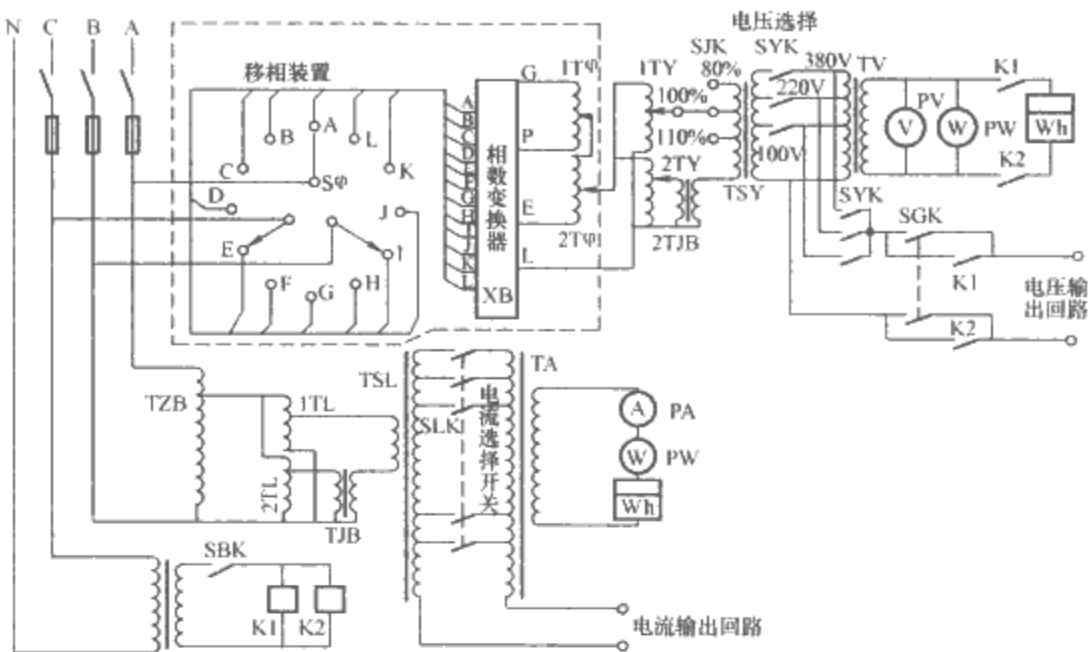


图 4.5-41 采用移相变压器的单相电能表检定装置的典型线路

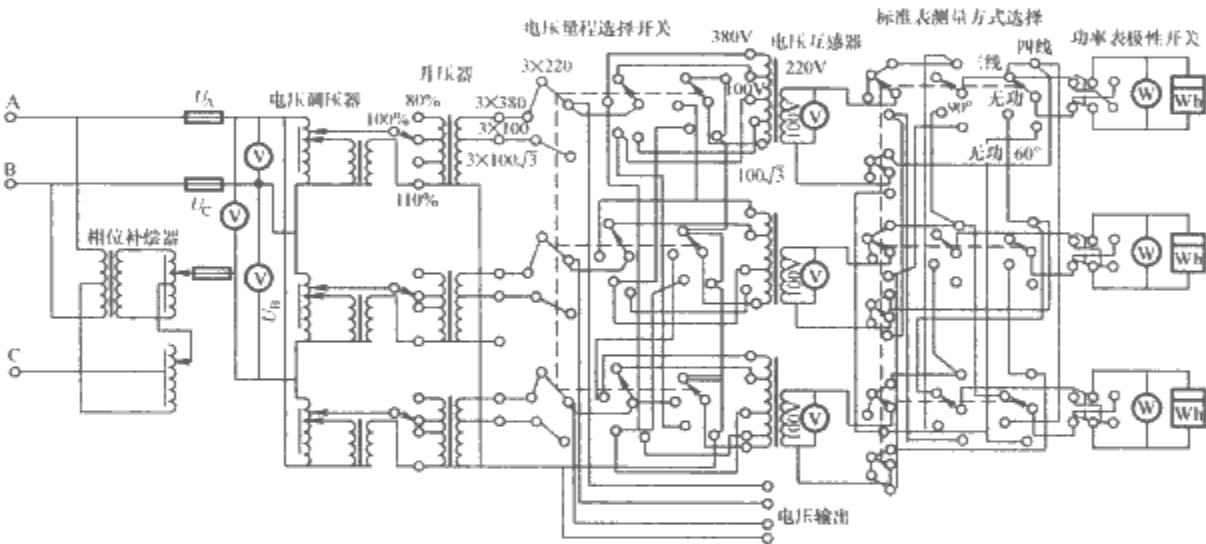


图 4.5-42 三相检定装置电压回路

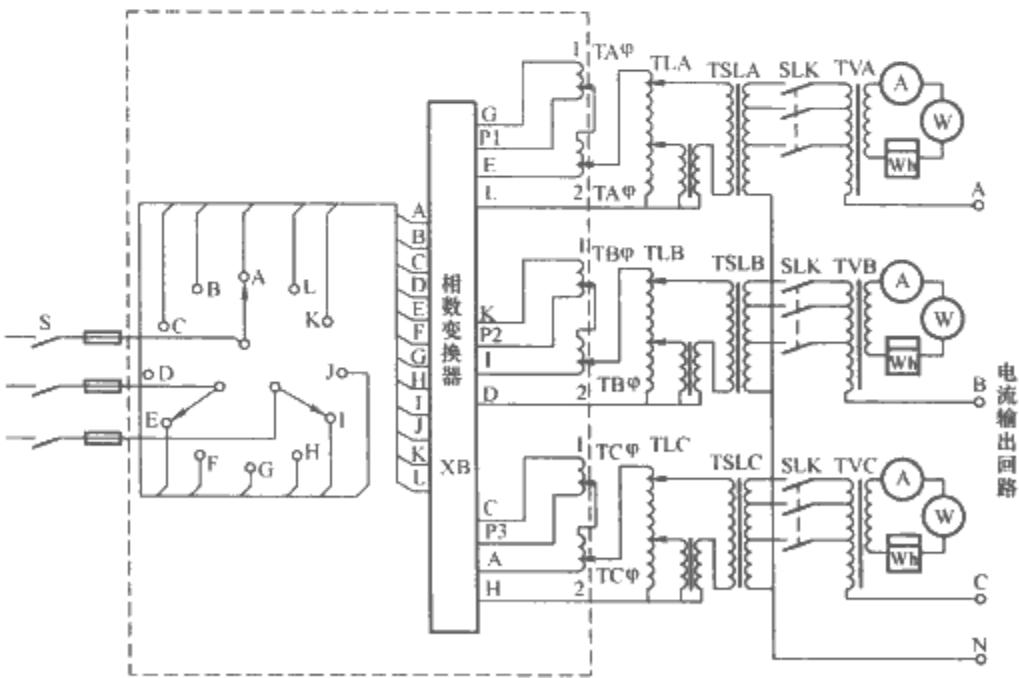


图 4.5-43 三相检定装置电流回路

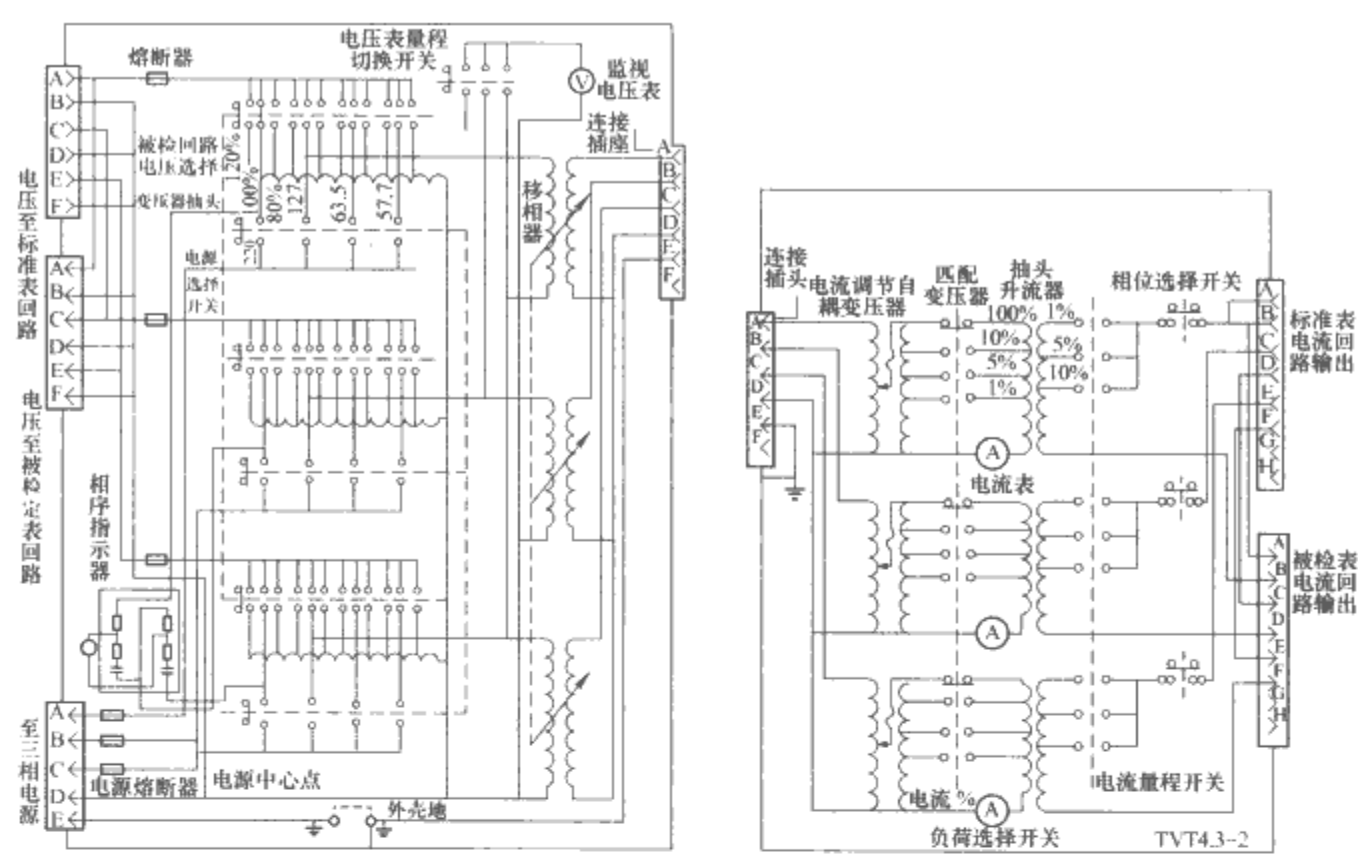


图 4.5-44 便携式电能表检测仪的电压、电流调节装置线路

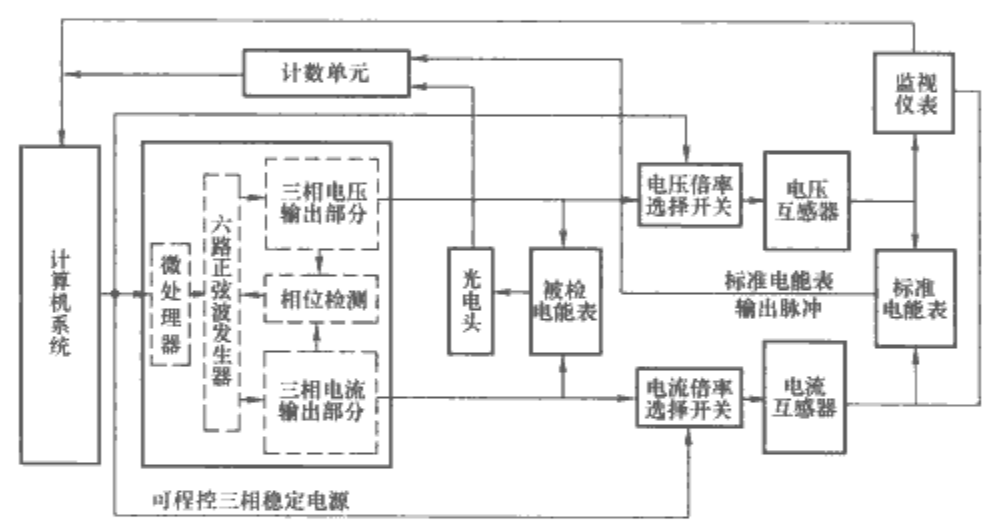


图 4.5-45 程控式电能表检定装置工作原理框图

第 6 章 电工较量仪器和记录仪表

电位差计和电桥是将被测对象与相应标准量进行比较的测量仪器，故又称较量仪器，主要用来测量电压、电路元器件参数以及与上述这些被测对象具有函数关系的电参量及非电量等。由于它们是基于比较的原理制成的，即其在实施测量的过程中，通常对被测对象实际工作状态的影响是很小的，因而一般可更准确地测量出被测对象的量值。电工记录仪表是将被测对象自动记录成曲线形式的一种仪表，且它除可记录电压、电流、功率、频率、功率因数等电学量外，还可方便地绘制磁滞回线和伏安特性曲线，并也可记录很多非电量的变化状态等，用途十分广泛。

本章介绍电工较量仪器和电工记录仪表，其中，电工较量仪器包括经典电位差计、平衡电桥以及有源电桥、微机化电桥、不平衡电桥的工作原理和技术特点；对电工记录仪表的介绍，包括类型、技术指标、基本原理、用途以及数字化、微机化的进步特征等。

1 电工较量仪器

1.1 直流电位差计

直流电位差计是准确测量直流电动势或电压的仪器，也可用于间接测量直流电流、电阻、功率，或充当检定相应直流测量仪器仪表的标准仪表。

1.1.1 电阻比例式电位差计

图 4.6-1 为电阻比例式直流电位差计。实施测量时，首先将开关 S 合至 N，调 R_1 使检流计 P 指零；然后将 S 改合至 X，调 R_U 使 P 再次指零，从而可得

$$E_x = \frac{R_U}{R_T} E_n \tag{4.6-1}$$

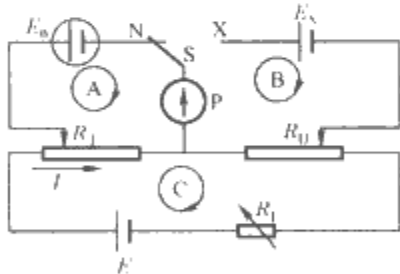


图 4.6-1 电阻比例式直流电位差计
 E_x —被测电动势； E_n —标准电池电动势； E —电源电动势； I —工作电流； R_T —调定电阻； R_U —读数盘电阻； R_1 —工作电流调节电阻；P—检流计；S—转换开关；A—标准回路；B—测量回路；C—电源回路

为了提高读数的准确度， R_U 的读数盘可制成分压式、分流式、代换式、电流叠加式、桥式、分裂环式及它们相互组合等多种结构形式。

测量时，应根据 E_x 的大小、测量准确度要求和环境条件等选择合适的电位差计。电位差计的电源要足够稳定。检流计应有适宜的灵敏度。饱和标准电池在使用时要进行温度修正。测量 E_x 时，必须用上电位差计的第三个读数盘。当

E_x 超过电位差计测量上限时，可借助电阻分压箱来扩大量限。

电阻比例式电位差计的准确度主要取决于电阻的比率。由于受电阻线性度、稳定性及其他诸多因素的影响，这种电位差计的准确度一般为 10^{-4} ，最高只能达到 10^{-5} 数量级。

1.1.2 直流电流比较仪式电位差计

这种仪器是利用改变比较仪中测量绕组匝数的方法来改变流过电阻的电流，从而获得补偿电压的，其原理线路如图 4.6-2 所示。图 4.6-2 中， N_S 为励磁绕组，它由信号源励磁。当测量绕组（又称比较绕组） N_1 、 N_2 的磁通势 $I_1 N_1$ 与 $I_2 N_2$ 不相等时，在检测绕组 N_D 中便产生有二次谐波电压。经随动源自动调节，当 $I_1 N_1 = I_2 N_2$ 时，电位差计平衡，可得

$$\frac{E_x}{E_n} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2} \tag{4.6-2}$$

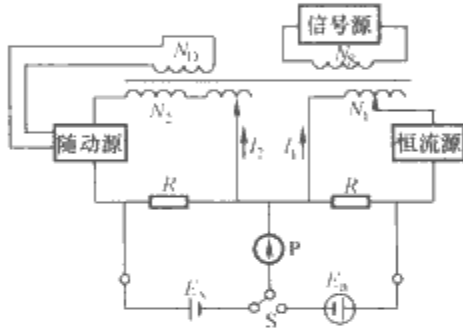


图 4.6-2 直流电流比较仪式电位差计

1.2 交流电位差计

交流电位差计又称为交流补偿器。当准确已知的电压与被测电压的频率和波形均相同时，要实现交流补偿，所用仪器必须具有可调节准确已知的电压幅值和相位的装置。如此，交流电位差计有直角坐标式和极坐标式两种类型。

1.2.1 直角坐标式电位差计

直角坐标式交流电位差计如图 4.6-3 所示。其中，空心互感绕组 M 一次回路中的电压 \dot{U}_1 为直角坐标的实轴分量；其二次回路上的电压 \dot{U}_2 经 90° 移相为虚轴分量。 $a\dot{U}$ 为坐标原点。 R_f 是用于补偿电源频率变化的电阻。当交流指零仪 P 指零时，可得

$$\left. \begin{aligned} U_x &= \sqrt{U_1^2 + U_2^2} \\ \varphi &= \arctan \frac{U_2}{U_1} \end{aligned} \right\} \tag{4.6-3}$$

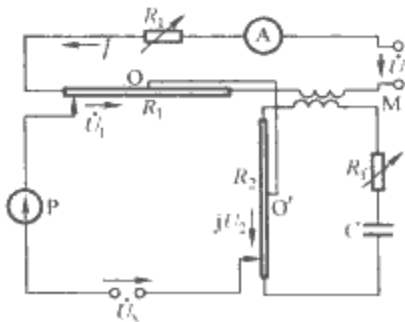


图 4.6-3 直角坐标式交流电位差计

1.2.2 极坐标式电位差计

图 4.6-4 为极坐标式交流电位差计。它通过移相器 φ 和分压器 R , 可以获得一个相位和幅值均可调节的补偿电压 \dot{U} 。当 P 指零时, 有 $\dot{U}_x = U \angle \varphi$ 。

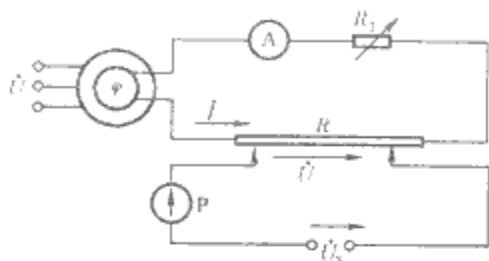


图 4.6-4 极坐标式交流电位差计

由于交流电位差计的准确度较低 ($0.1\% \sim 0.5\%$), 且操作较复杂, 所以在要求精密测量交流电压的场合, 多采用交流数字电压表和交直流比较仪, 其准确度可达 $0.1\% \sim 0.01\%$ 。尽管如此, 交流补偿原理在测量各种电机的输出特性、检定互感器和感应分压器等方面, 仍有较多应用。

1.3 直流电桥

直流电桥是用来比较测量直流电阻的仪器, 它由桥路、电源及检流计等组成。

1.3.1 电阻比例臂电桥

1.3.1.1 单比电桥

这种电桥又称惠斯登电桥, 其原理线路如图 4.6-5 所示。桥臂电阻 R_x 为被测电阻, 桥臂电阻 R_1 、 R_2 和 R_3 为准确已知的电阻, 当检流计 P 指零时, 可得

$$R_x = \frac{R_1}{R_2} R_3 \quad (4.6-4)$$

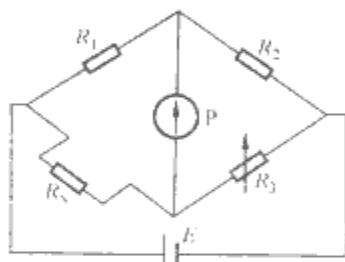


图 4.6-5 直流单比电桥

用单比电桥测量小电阻 (低值电阻) 时, 因桥路中电阻元件的引线和接触电阻已不可忽略, 故测量误差会加大。从保证足够高准确度的角度讲, 单比电桥一般仅适于测量量值在 $10 \sim 10^6 \Omega$ ($10^6 \Omega$ 以上阻值的电阻制造得很准确已不易) 的电阻。

1.3.1.2 双比电桥

为了消除引线及接触电阻产生的误差, 电阻元件被做成四端钮式的, 比较测量这样的电阻的电桥线路称为双比电桥, 又称开尔文电桥, 其原理线路如图 4.6-6 所示。当桥臂电阻满足 $R_1 = R'_1 \geq 10 \Omega$ 、 $R_2 = R'_2 \geq 10 \Omega$, 且跨线电阻 $r \approx 0$, 双比电桥的平衡式可简化成

$$R_x = \frac{R_1}{R_2} R_3 \quad (\Omega) \quad (4.6-5)$$

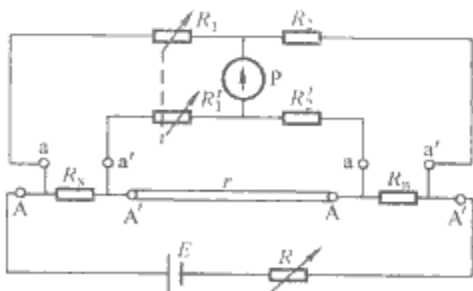


图 4.6-6 直流双比电桥

从保证足够高准确度的角度讲, 双比电桥通常用来测量 $10^{-6} \sim 100 \Omega$ 的电阻。有关双比电桥线路的工作原理和实际平衡关系, 可参见参考文献 [4, 5]。

单比、双比电桥因大多用于比较测量直流电阻, 故常被称为“直流单比电桥”和“直流双比电桥”。其实, 这两种电桥线路在某些交流条件下也有应用。

1.3.1.3 特殊电桥

表 4.6-1 中给出了几种比较常见的特殊电桥。

表 4.6-1 几种比较常见的特殊电桥

| 电桥种类 | 用途 |
|---------------------------|---------------------|
| 电导箱式电桥 三步平衡电桥 四跨线电桥 | 测量高准确度电阻 |
| 直读比例臂电桥 万能比例臂电桥 | 检定直流电桥、电位差计、电阻箱和分压箱 |
| 线路故障测试仪 | 测量电阻及通信线路故障 |
| 测温电桥 | 测量温度 |

1.3.2 直流电流比较仪式电桥

直流电流比较仪式电桥如图 4.6-7 所示。

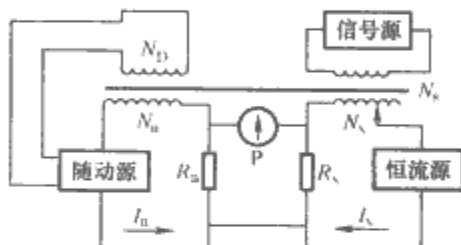


图 4.6-7 直流电流比较仪式电桥

当这种电桥线路达到平衡时, 有如下关系

$$\frac{R_x}{R_n} = \frac{I_n}{I_x} = \frac{N_x}{N_n} \quad (4.6-6)$$

这种电桥的分辨力、线性度和准确度可达 10^{-7} 数量级。特别是近年来, 利用快速发展的超导技术成果, 已有线性误差小于 $(2.5 \sim 4) \times 10^{-10}$ 的超导电流比较仪。该比较仪电桥用于量子化霍尔电阻的测量, 使直流电阻的精密测量达到了更高水平。

1.4 交流电桥

交流电桥主要用于准确测量电容 C 、损耗因数 $D = \tan \delta$ 、电感 L 、品质因数 Q 、交流电阻 R 和时间常数 τ 等。

1.4.1 阻抗比例臂电桥

1.4.1.1 一般原理

图 4.6-8 为交流阻抗比例臂电桥。当相对桥臂的复阻抗的乘积相等时, 该电桥线路达到平衡, 即

$$Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4 \quad (4.6-7)$$

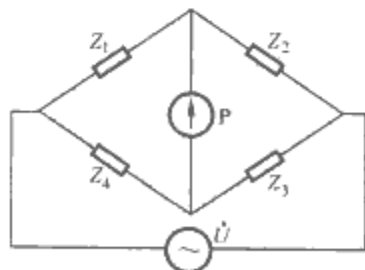


图 4.6-8 交流阻抗比例臂电桥

若复阻抗以指数形式 $Z = |Z| e^{j\varphi}$ 表示, 则该电桥线路的平衡条件可写成

$$\left. \begin{aligned} |Z_1| |Z_3| &= |Z_2| |Z_4| \\ \varphi_1 + \varphi_3 &= \varphi_2 + \varphi_4 \end{aligned} \right\} \quad (4.6-8)$$

即四臂交流电桥平衡时,必须同时满足相对桥臂阻抗的模的乘积相等,且相对桥臂阻抗的相角之和也要相等。

根据相角平衡关系,桥臂阻抗的性质通常配置成:若两个相邻桥臂同为电阻,则另外两个相邻桥臂必须同为感性阻抗或同为容性阻抗[见图4.6-9(a)];若两相对桥臂同为电阻,则另外两相对桥臂中如果一个为感性阻抗,那另一个就应为容性阻抗[见图4.6-9(b)]。

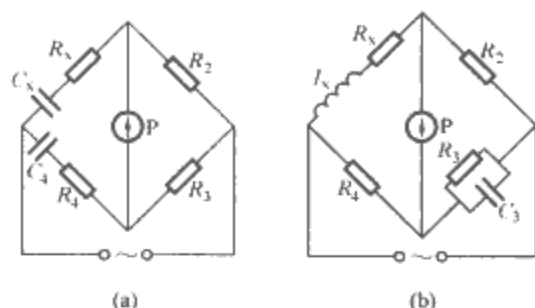


图 4.6-9 交流阻抗比例臂电桥线路
(a) 电容电桥; (b) 电感电桥

当电桥线路接近平衡时,可调臂阻抗所能分辨出的被测阻抗的最小变化量称为该电桥线路的灵敏度。为提高电桥的灵敏度,应尽量使指零仪异侧两邻臂复阻抗 Z_1 与 Z_2 或 Z_3 与 Z_4 的相角差尽可能大(见图4.6-8),而其幅值应尽量接近。

在选择电桥的可调节参数时,应使电桥具有良好的收敛性并能分别读数。交流电桥的收敛性是指其能以最快速度达到平衡的能力。收敛性越好,反复调节的次数越少,电桥达到平衡的速度越快。交流电桥的分别读数,是指其两个可调参数分别只与被测复阻抗的一个分量(复阻抗通常包含纯电阻分量和与其正交的电抗分量)具有单值函数关系。这样,就可根据两调节参数的大小,直接读取被测复阻抗的两对应分量值。

1.4.1.2 阻抗比例臂电桥

这类电桥的线路种类很多,这里只介绍两种常用的线路(见图4.6-9)。

(1) 电容电桥。如图4.6-9(a)所示,该电桥平衡时,有

$$\left. \begin{aligned} C_x &= \frac{R_3}{R_2} C_4 \quad (\text{F}) \\ R_x &= \frac{R_2}{R_3} R_4 \quad (\Omega) \\ D_x &= \tan \delta_x = \omega C_4 R_4 \end{aligned} \right\} \quad (4.6-9)$$

式中: δ_x 为被测电容器的介质损耗角; ω 为电桥正弦交流信号源的角频率。

这种电容电桥线路适于测量介质损耗小的电容,如调节 C_4 、 R_4 ,能做到分别读数;若调节 R_3 、 R_4 ,可直读 C_x 和 D_x 。如将 C_4 与 R_4 改为并联连接,即改变了线路,则可测量损耗大的电容。

(2) 电感电桥。如图4.6-9(b)所示,该电桥平衡时,有

$$\left. \begin{aligned} L_x &= R_2 R_4 C_3 \quad (\text{H}) \\ R_x &= \frac{R_2 R_4}{R_3} \quad (\Omega) \\ Q_x &= \frac{\omega L_x}{R_x} = \omega C_3 R_3 \end{aligned} \right\} \quad (4.6-10)$$

这种电桥由于将被测电感 L_x 与标准电容 C_3 进行比对,故准确度较高,且适于测量较高 Q 值的电感。当 $Q < 0.5$ 时,这种电桥的收敛性较差;如调节 R_4 和 C_3 ,可直读 L_x 和 Q_x ;如

将 R_3 与 C_3 改成串联,则可测量高 Q 值电感。

1.4.1.3 信号源和指零仪

实施工频测量时,50Hz 正弦交流电源通过隔离变压器和交流稳压器作为电桥的信号源;电桥的指零仪可选用谐振式检流计。进行音频范围的电学参数测量时,可用 LC 振荡器或 RC 桥式振荡器作为电桥线路的信号源,而电桥的指零仪,可选用耳机、阴极射线平衡指示器或电子放大式指零仪等。

1.4.1.4 交流电桥的基本防护措施

由于无感电阻存在的残余电抗,电桥元器件间的互感耦合,电桥元器件之间和元器件与地电位之间存在杂散电容等一系列因素的影响,会使交流电桥的测量结果产生畸变。为减小上述影响,在交流电桥中通常采用下列三种方法。

(1) 屏蔽法。用高导电非磁性材料或高导磁材料制成的屏蔽罩将被防护的元器件或整个桥路包围起来。前者主要用来削弱寄生导纳的影响,后者用于防护外来磁场的干扰。

(2) 接地法。将测量线路的某一点与地或仪器外壳相接,称为接地。接地后,该点电位即被固定。接地点的选择,应使指零仪支路和电桥可调元器件的电位尽可能低,并尽量使外界杂散场所引起的漏电流不经过指零仪和高阻抗元件。

(3) 对称法。利用对地寄生电容相互对称平衡的原理来消除对电桥某些元器件的影响。此法常用于对指零仪和信号源的防护。

1.4.2 感应耦合比例臂电桥

这种电桥的两个相邻桥臂是利用磁耦合原理制成的比例臂,由于它能提供高度准确和高度稳定的绕组匝数比(可达 10^{-9}),并具有输入阻抗高、输出阻抗低、比值受引线阻抗和杂散电容影响很小等一系列优点,因此精密交流电桥和工业用测试电桥多采用这种原理比较测量阻抗。

三种典型的感应耦合比例臂电桥见表4.6-2。如果 Z_x 和 Z_n 是四端钮式元器件,且与两个耦合比例臂组合,那就可以构成测量低值阻抗的双比电桥。

感应耦合比例臂电桥的调节臂通常制成固定比例、可变标准,或复式分压器、单个固定标准,或单个分压器、复式固定标准等结构形式。

表 4.6-2 三种典型的感应耦合比例臂电桥

| 电桥型式 | 线路 | 平衡式 | 特点 |
|------|----|-------------------------------------|---------|
| 变压式 | | $Z_x = \frac{N_x}{N_n} Z_n$ | 适于测量高阻抗 |
| 变流式 | | $Z_x = \frac{n_x}{n_n} Z_n$ | 适于测量高阻抗 |
| 复合式 | | $Z_x = \frac{N_x n_x}{N_n n_n} Z_n$ | 测量范围宽 |

1.4.3 有源电桥

有源电桥是桥臂除含有无源元器件外,还引入了有源器

件即运算放大器的电桥线路。这不仅改善了电桥的性能,而且还可解决信号源与指零仪的共地问题,从而降低了屏蔽防护的要求。这种电桥多制成数字电桥和微机化电桥。

1.4.3.1 数字式电感电桥

数字式电感电桥如图 4.6-10 所示。图 4.6-10 中,虚线框中为桥路部分,其中,中间支路为被测电感 L_x 和电导 G_x ; 上边支路由反相运算放大器 A1、反相器 A3 和标准电容 C_n 组成;下边支路包括反相运算放大器 A2 和标准电阻 R_n 。当电桥未达平衡时,失衡信号的实部分量和虚部分量被同时送至鉴相器 1 和鉴相器 2。鉴相参考信号的相位相差 90° ,使上边支路检出被测阻抗的虚部分量;下边支路检出实部分量。被检出的信号经比较放大逻辑电路,分别控制相应的可逆计数器,对脉冲形成电路输出的脉冲进行计数。若 L_x 或 G_x 处于欠补偿,则可逆计数器正向计数;反之,则反向计数。可逆计数器 1,2 通过电压调节网络 1,2 分别控制电导 $G_{\beta 1}$, G_2 , 以使电桥趋向平衡。电桥达到平衡时,流过相加点 Σ 的电流之和为零,由此可得到

$$\left. \begin{aligned} L_x &= R_1 G_{\beta 1} \frac{1}{\omega^2 C_n} \quad (\text{H}) \\ G_x &= G_2 R_{\beta 2} \frac{1}{R_n} \quad (\text{S}) \end{aligned} \right\} \quad (4.6-11)$$

L_x 和 G_x 的测得值分别由显示器 1 和 2 以数字形式显示出来。

1.4.3.2 数字式电容电桥

常见的数字式电容电桥如图 4.6-11 所示,其工作原理与数字式电感电桥基本相同。该电桥达到平衡时,有

$$\left. \begin{aligned} C_x &= G_1 R_{\beta 1} C_n \quad (\text{F}) \\ G_x &= G_2 R_{\beta 2} G_n \quad (\text{S}) \end{aligned} \right\} \quad (4.6-12)$$

C_x 和 G_x 的测得值分别由显示器 1 和 2 给出。

1.4.4 微机化电桥

微机化电桥内置有专用的微处理器(或嵌入式系统),它在软件的支持下,能自动完成电桥的平衡调节和对被测阻

抗的测量工作。微机化电桥的优点是,除具有数据处理、自校准、自修正和自诊断功能外,还带有 IEEE-488 接口,即它可与其他仪器设备以及计算机方便地连接在一起,成为更大自动测试系统的组成部分。

1.4.4.1 微机化阻抗—电压变换式电桥

阻抗—电压变换式电桥如图 4.6-12 所示。图 4.6-12 中,晶体振荡器用来产生高频方波信号。该方波信号经过分频,提供用来做微处理器的时钟、自由轴坐标参考线和测量用的各种信号。正弦测量用信号 \dot{U} 经限流电阻 R_0 加到被测阻抗 Z_x 上。虚线框中是一个简化的有源半桥线路,它输出相量电压 $\dot{U}_1 = c + jd$ 和 $\dot{U}_2 = a + jb$,这两个电压经选择开关 S 输入到相敏检波器,后者在微处理器控制下可产生任意方向、精确正交的直角坐标系。S 先后接通 \dot{U}_1 和 \dot{U}_2 ,从而得到两者在坐标轴上的四个投影值 a, b, c 和 d ,再由双斜 A/D 转换器转换成相应的数字量送到 RAM 中暂存。最后,微处理器根据由键盘输入的信息,求得被测阻抗为

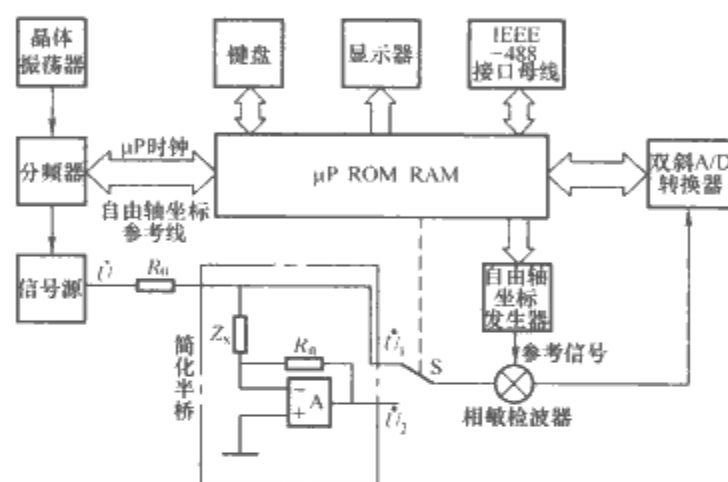


图 4.6-12 阻抗—电压变换式电桥

$$\left. \begin{aligned} Z_x &= -R_n \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = -R_n \left(\frac{ac + bd}{a^2 + b^2} + j \frac{ad - bc}{a^2 + b^2} \right) \end{aligned} \right\} \quad (4.6-13)$$

如被测电感绕组的复阻抗为 $Z_x = R_x + j\omega L_x$, 则有

$$\left. \begin{aligned} R_x &= -R_n \frac{ac + bd}{a^2 + b^2} \quad (\Omega) \\ L_x &= -\frac{R_n}{\omega} \frac{ad - bc}{a^2 + b^2} \quad (\text{H}) \\ Q_x &= \frac{ad - bc}{ac + bd} \end{aligned} \right\} \quad (4.6-14)$$

被测参数由显示器给出。

1.4.4.2 微机化双数字交流电源平衡式电桥

前述的微机化阻抗—电压变换式电桥的最高准确度仅为 0.02%, 而微机化双数字交流电源平衡式电桥的准确度可达到 1×10^{-6} , 如图 4.6-13 所示。这种电桥与普通阻抗电桥的不同之处在于, 其比例臂是由两个数字合成正弦电压发生器 I 和 II 构成的。电桥的平衡检测器包括相敏检波器和 A/D 转换器两部分。

当该电桥尚未达到平衡时, 平衡检测器检测出失衡电压的实部和虚部, 并将它们送至微处理器, 由微处理器计算出实现平衡所需的电压 \dot{U}_2 , 再通过调节正弦电压发生器 II, 使电桥达到平衡。平衡时, 有如下关系

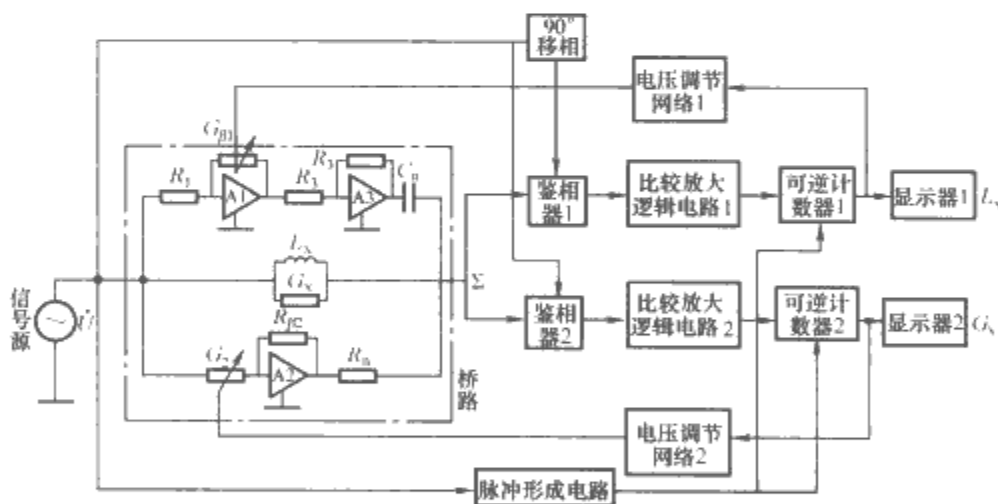


图 4.6-10 数字式电感电桥

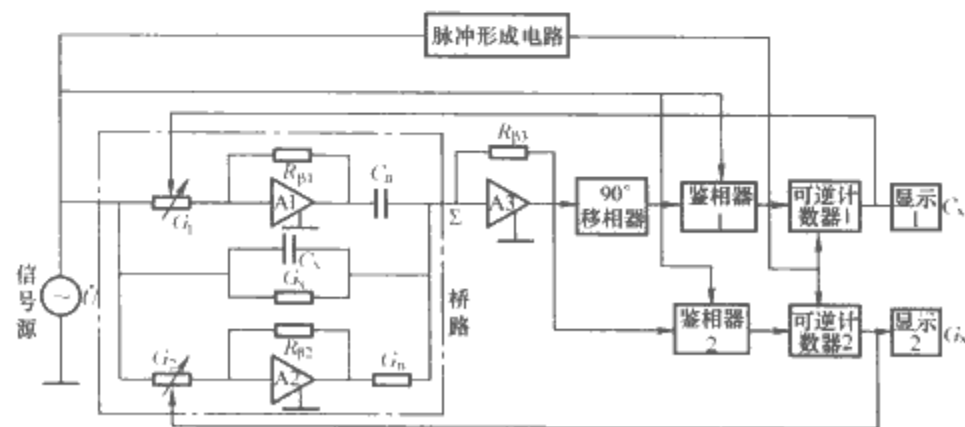


图 4.6-11 数字式电容电桥

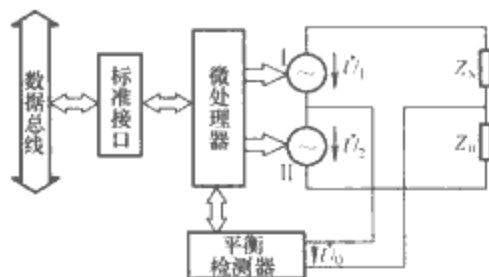


图 4.6-13 微机化双数字交流电源平衡式电桥

$$Z_x = \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} Z_n \quad (4.6-15)$$

被测复阻抗 Z_x 的实部和虚部分量，均可由微处理器按相应公式算出。

2 不平衡电桥

当分析和计算电桥线路时，必然会遇到电桥脱离平衡状态的情况，即电桥处在不平衡的状态。测量实践中，有时并非是利用电桥的平衡状态，而是根据电桥电路指示仪表非零的指示值来确定测量结果。按照这个原理工作的电桥就称为不平衡电桥。

2.1 不平衡电桥的工作原理

对于图 4.6-14 所示的直流单比电桥线路，当其处于不平衡状态时，即电流 I_p 不为零，依据戴维南定理，不平衡电流 I_p 应为

$$I_p = U_{cd} / (R_{cd} + R_p) \quad (4.6-16)$$

式中： U_{cd} 为指示仪表 P 支路的开路电压； R_{cd} 为从指示仪表 P 支路向电桥线路看的等效电阻； R_p 为指示仪表的内阻。

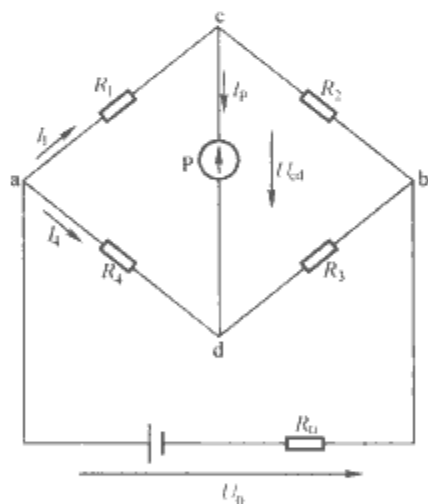


图 4.6-14 分析不平衡电桥原理用的直流单比电桥线路

开路电压 U_{cd} 可表示为

$$U_{cd} = I_4 R_4 - I_1 R_1 = U_0 [R_4 / (R_3 + R_4) - R_1 / (R_1 + R_2)] = U_0 (R_2 R_4 - R_1 R_3) / [(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)] \quad (4.6-17)$$

在很多情况下，可以假设 $R_0 = 0$ 。于是， R_{cd} 可简写为

$$R_{cd} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) + R_3 R_4 / (R_3 + R_4) \quad (4.6-18)$$

将式 (4.6-17) 和式 (4.6-18) 代入式 (4.6-16)，便得到

$$I_p = U_0 (R_2 R_4 - R_1 R_3) / [R_p (R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_d] \quad (4.6-19)$$

式中： $R_d = R_1 R_2 (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (R_1 + R_2)$ 。

由式 (4.6-19) 也不难见，当电桥处在平衡状态即 $R_2 R_4 - R_1 R_3 = 0$ 时， $I_p = 0$ ，即这与式 (4.6-4) 的结论是一

样的。

在上述基础上，设体现被测对象的未知电阻 $R_x = R_4 + \Delta R$ ，它接在图 4.6-14 中原来 R_4 所在的位置，即也可以理解为电阻 R_4 的值发生了改变，有一个为 ΔR 的增量。考虑到 $R_2 R_4 - R_1 R_3 = 0$ 时电桥处于平衡状态，于是，电桥的不平衡电流，即相对于电阻增量 ΔR ，指示仪表支路电流的增量便可表示为

$$\Delta I_p = U_0 R_2 \Delta R / [R_p (R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_d] \quad (4.6-20)$$

这里略去了分母中含 ΔR 的项，即假定 $\Delta R \ll R_4$ ，也就是意味着电桥接近于平衡状态。

由于式 (4.6-20) 中除 ΔR 以外的所有电阻以及 U_0 都是确定的，故指示仪表支路电流的增量即不平衡电桥的输出与被测对象的变化量之间的关系，便可近似地表示为

$$\Delta I_p = f(\Delta R) \quad (4.6-21)$$

2.2 不平衡电桥的特性和应用范围

对于图 4.6-14 所示的直流单比电桥线路，如果由于某一桥臂电阻发生变化而造成其偏离平衡时，其中的指示仪表将出现非零的电流指示。按照式 (4.6-20)，此条件下指示仪表的示值与上述桥臂电阻的变化增量以及电源电压的乘积成正比。如果对应于电桥平衡条件的各桥臂电阻的基值以及电源电压保持不变，则可以认为，电桥的不平衡电流与上述桥臂电阻的变化增量的绝对值成正比。由此可见，只要存在这种关系，不必进行电桥平衡状态的调节即可较准确地得到测量结果——桥臂电阻值的增量（被测对象）可以直接由不平衡电流的大小来确定。

但要注意的是，在利用电桥的不平衡状态实施测量时，电桥指示仪表的偏转并非与桥臂电阻成正比，而仅与其绝对（或相对）增量成正比，所以，只有当测量问题是一个只需注意某一个被测对象参数的增量（改变量），而非非要去测量其整个参数时，方可使用不平衡电桥。这种情况在测量实践中很常见，主要是在非电量的测量方面，例如测温度变送器电阻的变化、测直线尺寸的变送器的电感或电容的变化等。在这些情况下，测量线路的平衡状态对应于被测对象的某一中间（或初始）数值（亦即对应于变送器的某一输出量）。在此基础上，被测对象的变化就会引起测量线路中指示仪表指针的偏转。根据式 (4.6-20)，指示仪表中电流的符号（方向）决定于桥臂电阻增量的符号，所以指示仪表的零点应位于标度尺的中间位置。

由于式 (4.6-20) 是在 $\Delta R \ll R_4$ 的前提下得到的，故当打算用不平衡电桥对变化范围较大的被测对象实施测量时，直接使用式 (4.6-20) 将可能导致很大的误差。

3 电工记录仪表

3.1 电工记录仪表的基本特性

3.1.1 定义和分类

电工记录仪表是将被测对象自动地记录成曲线形式的仪表。电工记录仪表用途十分广泛，除可记录电压、电流、功率、频率、功率因数等电学量外，还可记录温度、流量、压力、水位、液体电导率以及工业生产过程中的状态量等；而且用 X-Y 记录仪可以画出磁性材料的磁滞回线和晶体管的伏安特性曲线。

电工记录仪表的分类方法很多，按工作原理分类的情况见表 4.6-3。电工记录仪表也常被简称为记录仪表。

能太快,控制线路较复杂。

(4) 带速度控制的电动机,如伺服电机系统,速度稳定性好,但控制线路复杂。

3.2.1.2 变速机构

变速机构是改变记录介质速度的装置,一般要求调速范围为几十倍至几千倍。目前采用的变速机构有机械式的,也有电子式的。机械式变速机构或称变速器,适用于动力源转速恒定的情况,主要以改变齿轮传送比来调速。按更换齿轮对的方式,它又有挂齿式、滑移齿轮式和弹簧离合器式之分。电子式变速机构是以改变动力源转速的方式来调整记录介质的行进速度。以下介绍两种电子式变速机构的基本原理。

(1) 伺服电机变速原理框图如图 4.6-15 所示。反映给定转速的电压信号 U_g 经放大器放大,驱动带测速发电机的伺服电机转动,测速发电机的输出电压 U_c (与转速成正比) 反馈并与 U_g 相平衡;当放大器的增益足够大时, $U_g = U_c$,故改变 U_g ,即可达到变速的目的。

(2) 步进电机变速原理框图如图 4.6-16 所示。由图 4.6-16 可见,其采用的是分频方式变速,所以调速范围宽。其中的振荡器可采用晶体振荡器,使守时的准确度可以达到很高。若改为基于微处理器 μP 构建记录仪,则可省去振荡器、分频器和分配器,具体由 μP 直接控制功放电路实现变速。

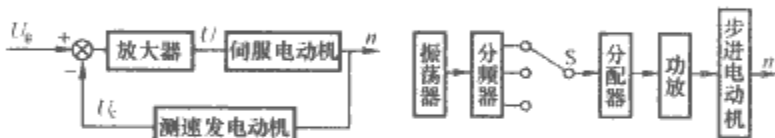


图 4.6-15 伺服电机变速原理框图

图 4.6-16 步进电机变速原理框图

3.2.1.3 传纸机构

传纸机构通常是贮纸装置和使记录纸移动机构的总称,有的记录仪还有收纸机构、记录纸定长机构、记录纸贮量指示装置及裁纸装置等。

传纸机构有压轮式和齿孔式两种,如图 4.6-17 所示。压轮式传纸机构虽然拉力大,但容易把墨水记录迹线弄模糊,故不适用于墨水记录方式。齿孔式传纸机构要求采用边缘带齿孔的记录纸,走纸时,传动轮上的齿插入记录纸的齿孔,从而带动记录纸移动。

3.2.2 记录纸的固定机构

在 X-Y 记录仪中,常采用标准尺寸的单页记录纸。把

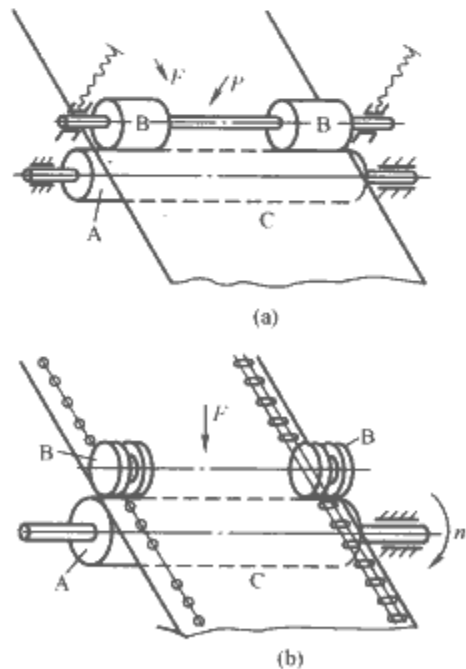


图 4.6-17 传纸机构示意图
(a) 压轮式; (b) 齿孔式

单页纸固定在记录平台上的方法有真空吸纸法、静电吸纸法、弹簧片压纸法或磁条固纸法。

3.3 自动平衡式记录仪

自动平衡式记录仪是用于记录缓慢变化信号的仪表,按其记录信号函数关系的不同,分为 X-t 记录仪和 X-Y 记录仪。虽然它们的结构不同,但工作原理是一样的。X-t 记录仪和 X-Y 记录仪的测量线路在具体实现上,可以是自动平衡式电位差计线路,也可以采用自动平衡电桥线路。具体可参见参考文献 [16]。

3.3.1 自动平衡式记录仪的工作原理

自动平衡式 X-t 记录仪原理和结构如图 4.6-18 所示。被测信号 U_i 与仪表测量线路 (由基准电压 U_N 和平衡电位器 R_w 组成) 的输出电压 U_f 比较,差值 ΔU 被送到伺服放大器放大后,推动伺服电动机并带动 R_w 的电刷移动。当 $U_i = U_f$ 时,线路达到平衡,伺服电动机停止转动。电位器 R_w 的电刷跟随被测信号移动时,与此电刷相对位置固定的记录笔在记录纸上划出的连续曲线,就反映了 U_i 随时间变化的情况。

3.3.2 X-Y 记录仪

X-Y 记录仪是能将两个或两个以上模拟电信号的相互关系在记录纸的直角坐标系上描绘成连续曲线的仪表。X-Y 记录仪记录的是函数关系 $y=f(x)$,有两个输入信号,所以有两个独立的测量子系统。图 4.6-19 是 X-Y 记录仪原理框图。该记录仪的一个子系统使记录笔沿 X 方向运动,另一个使记录笔沿 Y 方向运动,每个子系统的基本工作原理与图 4.6-18 所示的基本相同。

3.4 笔式记录仪

3.4.1 自动记录仪表

这类仪表主要用于对电力系统运行状况的记录,故又称自动记录电表。它们多为安装式结构,记录的电学量通常以有效值表示,具体有自动记录电流表、电压表、单相/三相有功功率表、单相/三相无功功率表、相位表和频率表等。

上述列举的这些自动记录电表的测量机构与相应的安装式模拟电测量仪表的相同 (参见本篇第 5 章的 1.2),只是在仪表指针的末端加装有记录笔,即利用记录笔尖与记录纸的接触,直接描绘出所测量电学量的变化曲线。由于记录笔与记录纸之间的摩擦力会使死区增大,所以自动记录电表测量机构的转动力矩要比普通电测量仪表的大得多。自动记录电

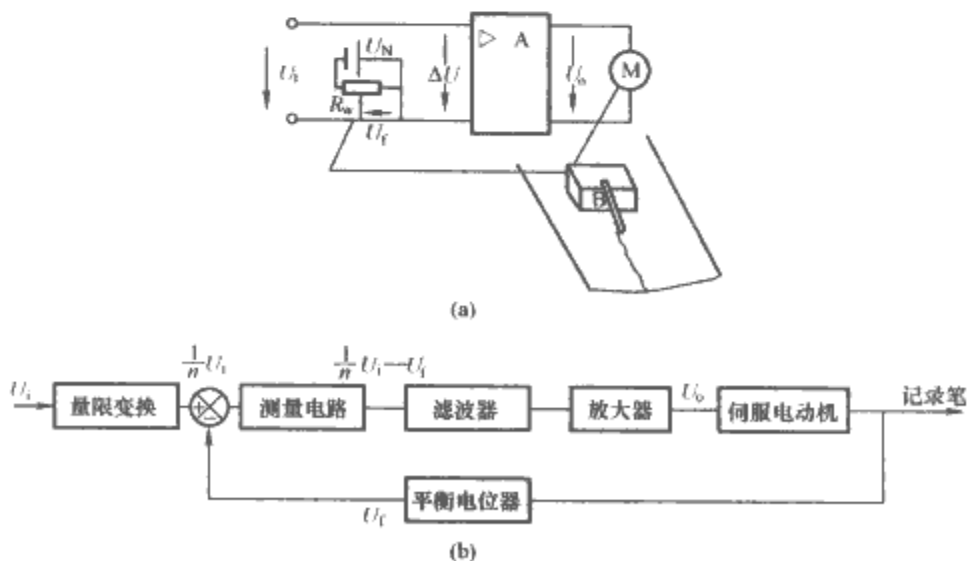


图 4.6-18 自动平衡式 X-t 记录仪原理和结构
(a) 工作原理图; (b) 结构框图

表记录纸的移动速度在 20~3600mm/h, 采用更换齿轮对的方式实现变速, 其准确度等级多为 1.5 级或 2.5 级。

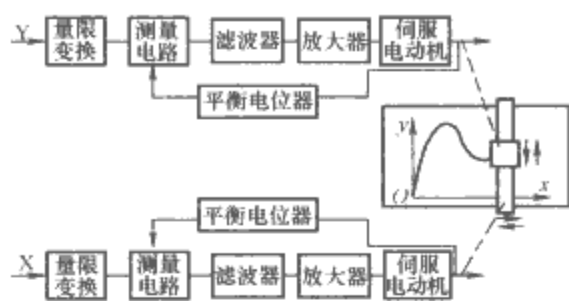


图 4.6-19 X-Y 记录仪原理框图

3.4.2 波形记录仪

这种记录仪又称描笔式记录仪。它采用磁电系测量机构, 在指针的末端加装有记录笔。常见的波形记录仪有表头式和反馈式两种。两者的差别是, 前者采用弹性元件平衡被测信号产生的转动力矩; 而后者则利用位置反馈元件产生的反馈信号去平衡被测信号。这种记录仪除制成单通道式的外, 还可把多个表头装在一台仪器中, 以实现多通道记录。

这种记录仪的记录笔作圆弧形运动, 所以描绘出的迹线是圆弧形的, 致使对记录结果的处理、直观观察及分析等均很不方便。现代的描笔式记录仪都设有圆弧线变直线的调理机构, 以使记录曲线更符合直角坐标的要求。

3.4.2.1 表头式记录仪

表头式记录仪结构如图 4.6-20 所示。有关表头式记录仪的工作原理, 可参见本篇第 5 章所述的磁电系仪表。表头式记录仪应有尽可能高的固有频率, 以便能记录较高频率的波形。表头式记录仪的固有频率可表示为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{J}} \quad (4.6-22)$$

式中: K 为平衡弹簧的刚度; J 为转动部分的转动惯量。

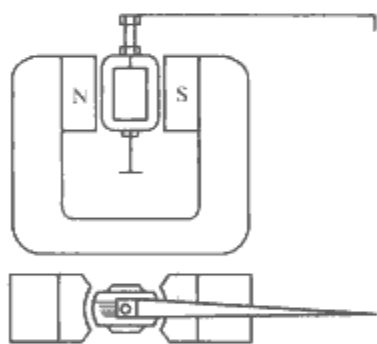


图 4.6-20 表头式记录仪结构

可见, K 要大, J 要小, 所以线圈都做成细长的。表头式记录仪的灵敏度很低, 一般要配备电子放大器。在表头线圈中还绕有一组测速线圈, 其输出通过电位器加至放大器, 形成速度反馈, 以产生足够的阻尼; 调节电位器可获得不同的阻尼。

3.4.2.2 反馈笔式记录仪

图 4.6-21 中提供了反馈笔式记录仪原理框图。这种记录仪由放大器、记录机构、位置反馈元件和比较器等组成, 记录准确度可达 0.5 级。它的记录机构与表头式记录仪的相同, 但没有产生反作用力矩的弹簧, 其记录装置由位置反馈元件确定。这种记录仪的固有频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_1 K_2 \beta}{J}} \quad (4.6-23)$$

式中: K_1 是放大器的放大倍数; K_2 为记录机构的力矩系数; β 为位置反馈系数; $K_1 K_2 \beta$ 为电气刚度; J 为转动部分的转动惯量。

这种记录仪的电气刚度比表头式的机械刚度 (平衡弹簧

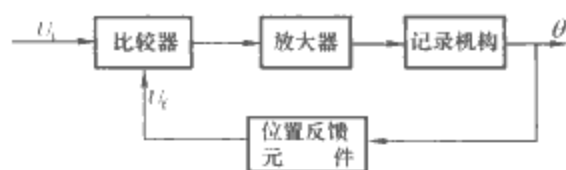


图 4.6-21 反馈笔式记录仪原理框图

的刚度) 大, 且可通过 $K_1 \beta$ 等参数进行调节, 所以测量的频率范围宽。它的位置反馈元件有电感式传感器、电容式传感器、霍尔元件和磁敏电阻等多种。图 4.6-22 为以电容式传感器作为位置反馈元件的例子。

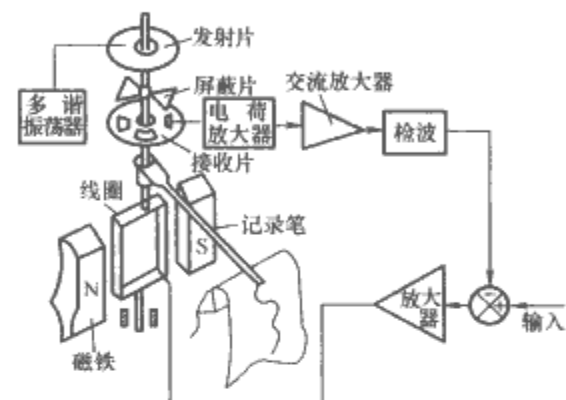


图 4.6-22 电容反馈式笔式记录仪原理图

对于图 4.6-22 所示的电容反馈式笔式记录仪来说, 当有信号输入时, 经放大后驱动线圈旋转, 从而带动电容器的屏蔽片转动, 使电容值发生正比于旋转角的变化。于是, 恒幅输出多谐振荡器的频率改变, 经放大、检波输出一个与旋转角成比例的反馈信号, 它与输入信号相比较, 平衡时, 线圈中没有电流, 记录笔停在与输入信号大小相对应的位置。记录笔始终跟随输入信号的变化, 不断把输入信号的变化情况及时、连续地记录下来。

3.5 光线示波器

3.5.1 光线示波器的基本原理

对照图 4.6-23 所示的光线示波器原理结构图, 当输入电信号时, 振动子线圈中有电流流过, 因而使以张丝为轴的线圈偏转, 并带动粘贴在线圈上部的小反光镜偏转。由于小反光镜的偏转角与输入电信号的幅度成正比, 小反光镜反射出的光线经透镜聚焦在移动的感光记录纸上, 便描绘出了输入电信号的波形。显然, 这种光线示波器的时间坐标取决于感光记录纸的移动速度。

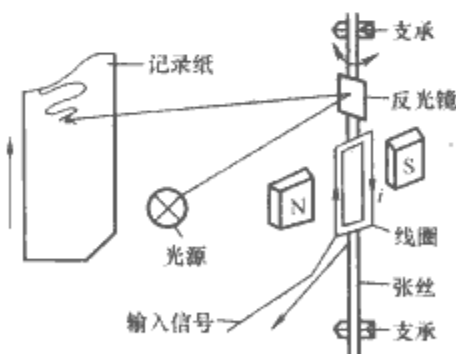


图 4.6-23 光线示波器原理结构图

3.5.2 光线示波器的基本结构

光线示波器一般包括磁系统、振动子、走纸机构、光学系统、时标装置、电子系统和感光记录纸等。

3.5.2.1 振动子

振动子是光线示波器的核心部件, 是将电信号转换成光线偏转的测量机构, 有单磁式与共磁式两种。单磁式振动子

相当于一个小型检流计，而共磁式振动子由于没有自己单独的磁系统，所以仅相当于小型检流计的可动部分。按可动部分结构的不同，振动子分为回线式、动圈式和动磁式三种，其中应用最多的是动圈式。

(1) 动圈式振动子。它的结构示于图 4.6-24 中。它的灵敏度较高，体积小，直径可以小到 3mm，固有频率可达 10kHz。它没有单独的磁系统，而是将几个甚至几十个振动子插到一个公用的磁系统中（共磁式），因而可大大缩小光线示波器的体积。

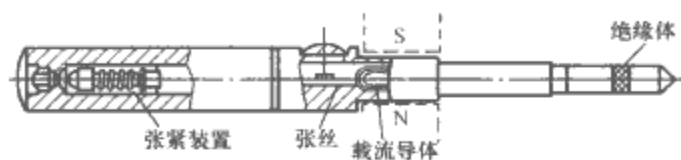


图 4.6-24 动圈式振动子结构图

这种振动子工作时，其下部插入磁系统内，动圈位于磁系统的极掌之间（磁感应强度可达 1.2T）。当线圈通过电流时，线圈带动整个可动部分绕张丝转动，从而使示波器可以记录下被测信号的变化情况。这种振动子的固有频率有多种规格，灵敏度也随之改变；固有频率越高，可测信号频率也越高，但灵敏度越低。

(2) 动磁式振动子。它的原理结构示于图 4.6-25 中。有关它的工作原理请见参考文献 [1]。

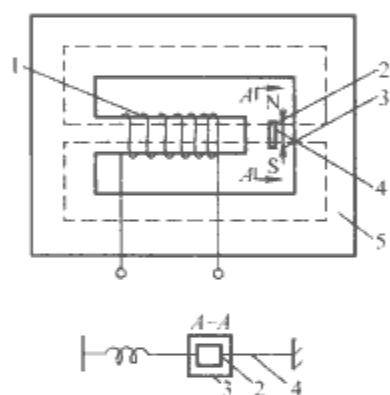


图 4.6-25 动磁式振动子结构示意图

1—线圈；2—小永久磁钢；3—小反光镜；
4—张丝；5—电磁铁

(3) 振动子的选用。通常，一种光线示波器只能使用相应的振动子，即一旦光线示波器的型号确定后，其振动子也就确定了。但同一型号的振动子有不同规格，需要以能否不失真地反映被测信号，并从幅频特性、相频特性和灵敏度要求等多个方面的综合考虑来确定。

要根据被测信号中振幅达基波振幅 2% 以上的高次谐波的频率来确定振动子的工作频率。针对存在振动子的灵敏度与其固有频率的平方成反比这一矛盾，在确定了振动子的工作频率后，可通过提高前置放大器增益的方法来保证振动子能达到足够高的灵敏度。

在实施多路测量时，还要考虑振动子的相频特性。振动子的相频特性，主要受阻尼因数 β 、被测信号频率与振动子固有频率之比 η 等的影响。 β 应尽量用在 0.6~0.7（油阻尼振动子出厂时已调好，电磁阻尼振动子则取决于外电阻）的取值范围。这时，由它引起的基于相频特性造成的误差，在 η 低于 0.2 时可忽略；但在相位测量时则不能忽略，因而要选择固有频率相同的振动子一起工作。

3.5.2.2 记录纸和光源

光线示波器采用感光记录方式，因此要选择合适的光源和感光记录介质。

(1) 白炽灯感光，化学显、定影。用白炽灯作光源，照相胶片或相纸作记录介质，其优点是感光灵敏度高，记录线速度快；但由于显、定影复杂而不能很快见到记录结果。

(2) 白炽灯直接记录。采用高效白炽灯和特殊感光纸，记录时，在感光纸上形成潜像，然后在荧光灯或室内光下经二次曝光，即可显示出记录迹线。如此，虽然能及时见到记录结果，但记录的灵敏度低，且不能记录高频信号。

(3) 紫外光直接记录。这种记录方式是用高压水银灯作光源，以涂有特殊银盐乳剂的紫外线来感光记录纸。记录的显影过程与白炽光直接记录类似，二次曝光时间约 40s。由于感光灵敏度高且不必化学显影，故这种记录方式应用较多。

3.5.2.3 时标装置

光线示波器通常设有闪光式时标装置。闪光灯按控制器的频率闪光，经光学系统聚焦在记录纸上，每闪光一次，在记录纸上就形成一条横线作为时间标度线。闪光频率一般在 1~500Hz。也可以用一个振动子输入一个已知频率信号与被测信号同时被记录，其记录波形即可作为时间坐标的分度即时标。

3.5.2.4 其他辅助装置

常配有记录纸定长机构，用以控制每次记录的用纸量。有的光线示波器还配有记录纸贮量指示装置以及扩大量限的装置等。

3.6 数字模拟混合记录仪

图 4.6-26 给出了数字模拟混合记录（及显示）仪表的原理结构。它的组成可以被划分为微机单元、输入单元、输出单元和记录单元四部分。

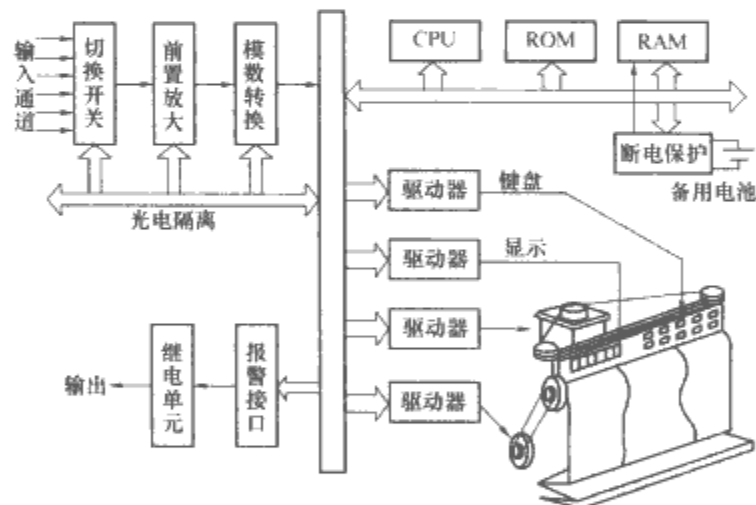


图 4.6-26 数字模拟混合记录仪表的原理结构

3.6.1 各单元的具体组成和功能

(1) 微机单元。微机单元是整个数字模拟混合记录仪表的核心，主要由 CPU、用于保存程序的 ROM（或 EPROM）、用于存储各种数据的 RAM 以及应急意外的保护电路等组成。通常，CPU 选用单片机，由其负责维持和完成记录仪表的数据采集、转换、计算和管理，并承担故障诊断及报警等工作。

(2) 输入单元。输入单元由切换开关、前置放大器以及模数转换器等组成，主要完成对被测信号的采样、放大（调理）和模/数转换，并实现记录仪表与外界的光电隔离。它的多个输入通道间由切换开关连接，对多个被测信号轮流进行采样并与模/数转换器相通，从而实现对多个被测信号的记录（及显示）。

(3) 输出单元。输出单元较为简单，它主要负责故障报警信号的显示和外传，并实现记录仪表与外界的电隔离。

(4) 记录单元。数字模拟混合记录仪表的记录单元受多种驱动器控制，以数字和机械两种方式记录（和显示）被测

信号,可实现参数打印、曲线记录和记录纸的行进等。通常,数字模拟混合记录仪表通过记录纸可提供三部分内容:在记录纸的左边区域,给出被测信号的数字记录;中间区域为曲线记录区,用于描绘出被测信号曲线;而右边区域则用于各种报警状态的记录。

3.6.2 比模拟式记录仪表增加的功能

- (1) 数据和曲线打印。除保留了传统的曲线绘制功能外,还实现了被测信号采样数据的打印。
- (2) 数字显示。测量结果除可连续记录外,还提供有数字显示,且具体能以多种方式显示不同时间段的各输入通道的被测信号。
- (3) 多种功能的设定。可根据实际需要完成多种设定功能,包括走纸速度设定、量程设定、扫描速度设定、时钟设定、报警上下限设定等。
- (4) 故障诊断及报警。可定期或不定期地进行系统的故障诊断,并会根据故障情况及时发出报警信号。
- (5) 断电保护。发生意外情况时,可提供短期断电数据保护,即可使意外发生时段的测量数据被保存,以供事后分析、处理意外发生时使用。

3.6.3 其他技术性能

数字模拟混合记录仪表的记录准确度比传统的模拟式记录仪表高,对统一标准信号来说可达到 0.25 级。由于保留了传统的曲线记录方式,因而从速度方面看它比传统的模拟式记录仪表没有进步,即利用它也难以胜任记录变化速度较快的被测信号。

3.7 全数字式记录仪表

图 4.6-27 中给出了全数字式记录仪表的原理框图。它

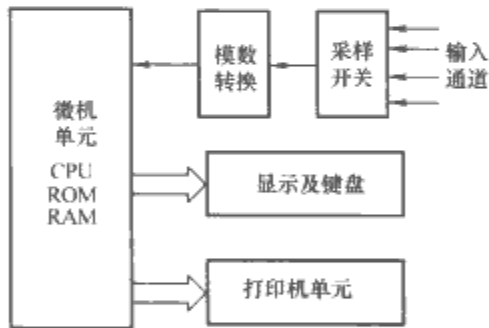


图 4.6-27 全数字式记录仪表的原理框图

通常由采样开关、模/数转换、微机控制、显示及键盘、打印机等组成;也可被划分为微机控制单元、采样开关单元、模/数转换单元、显示及键盘单元和打印机单元等五部分。

- (1) 微机控制单元。微机控制单元有单片机、程序存储器 ROM 和数据存储器 RAM 等组成,主要完成记录仪表的运行支持和管理,包括常规数据的处理、时钟维护、数据交换和故障诊断等。其中,对常规数据的处理涉及测量特性的线性化、量程设定、温度测量的冷端补充以及放大器的零点漂移处理等,且各个功能单元间的数据交换等,也是靠微机控制单元发出相应的控制信号进行管理的。
 - (2) 采样开关单元。采样开关单元是记录仪表的输入接口,负责多个被测信号的输入,并以快速、轮流的方式接通各测量通道的采样开关,从而实现对多个被测信号的巡回扫描采集。
 - (3) 模/数转换单元。对被测信号采样数据的量化处理,是模/数转换单元的基本功能。量化处理的精度取决于所选用模/数转换器集成电路芯片的位数,即该集成电路芯片的位数越多,其分辨率越好,量化误差越小,因而记录仪表的准确度也越高。同时,由于实际被测信号的量值范围很宽,故模/数转换单元的另一个功能就是要实现不同量程的归一化处理,以满足对不同量值范围被测信号的测量需要。
 - (4) 显示及键盘单元。它由显示功能部分和键盘组成。其中,显示部分负责以数字方式显示测量过程中应输出的各种被测信号的数值、参数设置及工作状态等信息;而键盘则承担着记录仪表工作过程中各种管理、控制命令的设定,包括量程、走纸速度、扫描速度、时钟、报警上下限等的设定。
 - (5) 打印机单元。它负责及时打印出记录仪的所有记录、数据输出以及报警信息等。
- 与模拟数字混合记录仪表相比,在全数字式记录仪表中,以专用打印机取代了机械式的记录机构,切实提高了获取记录数据的准确性。新近研制生产的数字式记录仪表一般还配有与计算机相连的通用接口,可方便地将所记录的被测信号送交计算机作更深入、全面的分析和处理。

第 7 章 信号发生器和标准源

以一个激励装置即所谓信号发生器作用于某个系统或电路,以便观察、研究该系统或电路对激励信号的反应,这是几乎所有电工电子测量问题共同的实验特征。为构成电工仪器仪表的检定系统,除应配备相应的标准仪器仪表外,一个输出信号幅值稳定的、波形更为理想的标准电源也不可或缺。甚至还可以把标准仪器仪表与标准电源集合在一起形成新的标准电源,为基于以源检表法构建电工仪器仪表检定系统提供标准支撑。本章集中介绍电磁测量领域常用的信号发生器以及为进行电工仪器仪表检定用的标准电源。实际中,信号发生器又称信号源,标准电源也常

简称为标准源。

1 信号发生器和标准源的定义及分类

信号发生器和标准源都是产生电信号的仪器。其中,信号发生器的特点在于能够产生多种不同的、特性已知的信号;而标准源的特征是,在一定的频率范围内,所提供的信号的量值准确,频率可变,输出幅度的长期稳定性好,且连续可调,非线性失真很小。标准源也称测量用稳定电源或校准器。

信号发生器和标准源的分类见表 4.7-1 和表 4.7-2。

表 4.7-1 信号发生器的分类

| 分 类 | | | 范 围 | 用 途 |
|-------|---------|--|--|-----------------------------------|
| 信号发生器 | 正弦信号发生器 | 超低频信号发生器 低频信号发生器 超高频信号发生器 微波信号发生器 | $1\times 10^{-3}\text{Hz}\sim 10\text{kHz}$ 一般兼有方波、锯齿波等波形 $10\text{Hz}\sim 1\text{MHz}$ $10\text{kHz}\sim 30\text{MHz}$ 有时兼有调幅波输出 $30\sim 300\text{MHz}$ } 一般兼有调幅和(或)调频功能 $>300\text{MHz}$ | 在各种电工电子设备和仪器仪表测试工作中作信号源 |
| | 函数信号发生器 | 函数信号发生器 任意波形发生器 | 输出波形:正弦波、方波、三角波、锯齿波、矩形脉冲波、尖脉冲波等 频率范围: $1\text{Hz}\sim 100\text{MHz}$ 除函数发生器的输出波形外,还可输出由用户自行定义的任意波形以及群脉冲等。频率 $0.001\text{Hz}\sim 100\text{kHz}$ | 各种电工电子设备和仪器仪表测试 |
| | 脉冲信号发生器 | 通用脉冲信号发生器 编码脉冲信号发生器 | $1\text{Hz}\sim 100\text{kHz}$ 脉冲前后沿、脉宽延时可变,一般可输出双脉冲 $1\text{Hz}\sim 100\text{MHz}$ 输出脉冲按一定的规律编码 | 逻辑电路、换流器调试,大功率晶体管测试等 用于数字通信等领域 |

注 频段的划分仅是参考性的,具体仪器往往有交叉。

表 4.7-2 标准源 的 分 类

| 分类 | 量 程 和 准 确 度 等 级 | | 用 途 |
|--------|-----------------|---|---|
| 直流标准源 | 直流标准电压源 | 输出范围: $0\sim 100\text{mV}\sim 1000\text{V}$ 准确度等级: 0.0005, 0.001, 0.002, 0.005, 0.01, 0.02, 0.05, 0.1 | 作为标准仪器,用于校准直流指针式电表和数字电表。在自动测试系统中作标准信号源 |
| | 直流标准电流源 | 输出范围: $0\sim 100\mu\text{A}\sim 10\text{A}$ 准确度等级: 0.01, 0.02, 0.05, 0.1, 0.2 | |
| 交流标准源 | 交流标准电压源 | 输出范围: $0\sim 100\text{mV}\sim 1000\text{V}$ 频度范围: $20\text{Hz}\sim 1\text{MHz}$ 准确度等级: 0.005, 0.01, 0.02, 0.05, 0.1, 0.2, 0.5 | 作为标准仪器,用于校准交流数字电表和模拟指针式电表。在自动测试系统中作正弦波交流标准信号源 |
| | 交流标准电流源 | 输出范围: $0\sim 100\mu\text{A}\sim 10\text{A}$ 频度范围: $20\text{Hz}\sim 10\text{kHz}$ 准确度等级: 0.02, 0.05, 0.1, 0.2, 0.5 | |
| 交直流标准源 | | 交直流电压、电流指标同前项对应值相同 电阻 $1\Omega, 10\Omega, 100\Omega, \cdots, 1\text{M}\Omega$ 电阻准确度等级 0.000 5~0.1 | 主要用于校准模拟指针式和数字式万用表 |

注 1. 按控制方式的不同,每种标准源都可分为手动和程控两种;程控方式一般有自校准、按程控设置自动输出等功能,并带有 IEEE-488 接口。
2. 标准电流源在 1A 及以上量程往往需要配用跨导放大器。

2 信号发生器和标准源的主要技术指标

2.1 正弦信号发生器的主要技术指标

2.1.1 频率特性

(1) 频率范围。它指各项技术指标都能满足要求时的输出频率范围,也称有效频率范围。

(2) 频率准确度。它是指输出频率实际值相对其标称频率(或设定频率)的偏差,用绝对偏差或相对偏差表示。

(3) 频率稳定率。它指在一定时间间隔内输出频率的变化,一般用15min或3h的频率相对变化来表示。

2.1.2 输出特性

(1) 输出电平范围。信号发生器所能提供的最小和最大电压幅值范围,单位为V或dB。一般高频信号发生器的输出电平范围是0.1μV~1V,而电平振荡器的输出电平范围是(-60~+10)dB。

(2) 输出电平频响。在有效频率范围内调节频率时输出电平的变化,也称电平平坦度。一般相对于中频段的输出电平,其平坦度应优于±0.1dB。

(3) 输出电平准确度。它是指在规定的使用条件下,输出电平可能产生的最大误差。它由0dB误差、衰减器误差、表头刻度误差及输出电平平坦度等组成,按方均根合成来计算。

(4) 输出信号波形失真。它一般小于1%。

(5) 输出阻抗。一般低频信号发生器有75Ω、150Ω和600Ω;而高频信号发生器为50Ω或75Ω不平衡输出。

2.2 脉冲信号发生器的主要技术指标

(1) 输出脉冲频率范围。它是指重复输出脉冲的最低到最高频率之间的范围。

(2) 脉冲持续时间额定范围。它表示脉冲起始时间(脉冲前沿与中心线的交点)与终止时间(脉冲后沿与中心线的交点)之间的时间间隔。

(3) 脉冲前(后)沿。它是指脉冲跳变量的10%~90%(或90%~10%)的时间间隔。前(后)沿可变的发生器,会给出额定范围;前(后)沿不变的发生器,则限定其最大值;因为很短,故通常以纳秒(ns)作单位。

(4) 输出脉冲幅度。它是指顶量值与底量值的代数差,一般给出额定范围或额定值。

(5) 脉冲频率、幅度工作误差。它一般小于标称值的±50%或±10%。

(6) 输出脉冲的偏移。它是指对底量值不为零的脉冲,其底线偏离零线的值。其偏差量应按±1V,±2V和±5V中的一种给出额定范围,并应连续可调。

(7) 触发脉冲。当以机外信号作脉冲信号发生器的触发脉冲时,其对此类机外信号的要求,通常包括规定机外信号的脉冲幅度和频率的额定范围。

(8) 脉冲波形失真。它是指实际脉冲波形与参考脉冲波形在同一时刻对应点间的量值代数差,通常用峰-峰值或百分数脉冲波形失真(脉冲波形失真与参考脉冲波形幅度之比的百分数)表示。其中:

1) 过冲和尖峰。当沿大于1ns时,应小于脉冲幅度的5%;当沿小于1ns时,应小于脉冲幅度的10%。

2) 预冲。预冲应小于脉冲幅度的5%。

3) 脉冲顶部倾斜。它应小于脉冲幅度的5%。

2.3 标准源的主要技术指标

(1) 输出电压(电流)的额定值或额定范围。

(2) 输出电压(电流)频率的额定值或额定范围。

(3) 基本误差。它是指在参比条件下稳定输出量的最大误差,可以用绝对误差或相对误差表示,表示方法分别为

$$\left. \begin{aligned} \Delta &= \pm (a\%A_x + b\%A_m) \\ r &= \pm \left(a\% + b\% \frac{A_m}{A_x} \right) \end{aligned} \right\} \quad (4.7-1)$$

式中:Δ为绝对误差;r为相对误差;A_x为标准源的设定值;A_m为标准源该量程的满度值;a为标准源的准确度等级指数;b为与满度有关的误差系数。

规定b=a/10,但在量程和/或分辨率小于规定值时,允许b大一些,但不大于a/3。

(4) 稳定性。它是输出电压(电流)随时间的漂移评价指标。一般规定7h稳定性应优于基本误差极限的50%;长期稳定性则视准确度等级指数而定,如0.01级以下的直流标准电压源的年稳定性应优于或等于其基本误差极限值;而对0.001级及以上的标准源,则规定其30天稳定性优于或等于其基本误差的允许极限。

(5) 不连续分辨率。标准源最小步进值至少应优于其准确度等级的50%。

(6) 变差。变差指标标准源在参比条件下,由单一影响量(温度、源电压、负载、源频率或外磁场)在其额定范围内变化时,引起的稳定输出量的变化,用稳定输出量变化的绝对值或百分数表示。

(7) 工作误差。它包括温度、源电压、源频率、负载和外磁场引起的变差和基本误差,以均方根合成来计算。

(8) 瞬态特性。它包括最大过冲和恢复时间等。

(9) 周期和随机偏差。用有效值或峰-峰值表示。

(10) 输出波形失真。以输出波形中高次谐波的方均根值与非正弦波方均根值之比的百分数来表征。此指标只适用于交流标准源。

3 正弦信号发生器

3.1 波段式正弦信号发生器

波段式正弦信号发生器原理框图如图4.7-1所示。它所产生的信号的频率由主振器确定,低于视频段的主振器一般采用RC振荡器(文桥振荡器);而高频段的主振器都采用LC振荡器。由于这两类振荡器覆盖频率的范围都不大,所以都做成波段式的。高频信号发生器除输出等幅波外,还输出调幅波(AM)。甚高频信号发生器还可输出调频波(FM)。

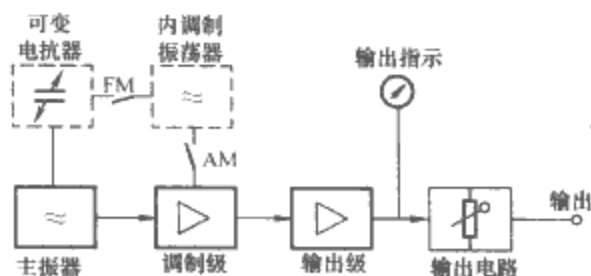


图 4.7-1 波段式正弦信号发生器原理框图

图4.7-1中,主振器输出的正弦信号经调制级(缓冲级)、输出级并通过输出电路输出。输出电路用来进行输出

电压（电平）的选择和改变输出阻抗。

3.2 差频式正弦信号发生器

它与波段式正弦信号发生器的差别主要在于振荡器，它的原理框图如图 4.7-2 所示。设 f_1 能从 f_{\min} 调到 f_{\max} ，则混频器输出的差频信号的频率范围从 $F_{\min} = |f_{\min} - f_2|$ 变到 $F_{\max} = f_{\max} - f_2$ ，其中 $f_{\max} > f_2 > f_{\min}$ 。如 $f_2 = 3.4\text{MHz}$ ，而 f_1 从 3.3997MHz 变到 5.1MHz ，就可得到输出频率为 $300\text{Hz} \sim 1.7\text{MHz}$ 的正弦信号。可见，差频式正弦波振荡器的特点是输出频率范围宽，不必分成多个波段就能实现整个频率覆盖范围的调谐。

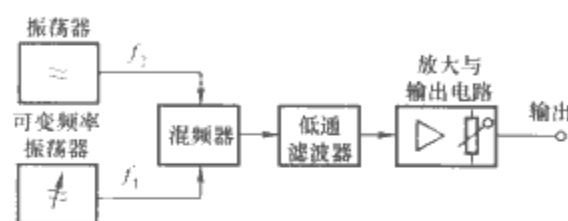


图 4.7-2 差频式正弦信号发生器原理框图

3.3 频率合成式正弦信号发生器

前述两种正弦信号发生器的主要缺点是频率稳定度较低。利用频率合成技术，即由一个基准频率（一般用高稳定的石英晶体振荡器产生）通过代数运算产生一系列所需的频率，这些频率的稳定度均可达到与基准频率相同的水平。

3.3.1 直接合成法

直接合成法是将一个或多个基准频率通过倍频、分频和混频技术实现算术运算，合成所需的频率，并利用窄带滤波器选出。图 4.7-3 是这种方法的一个例子。图 4.7-3 中，由石英晶体振荡器产生的基准频率通过谐波发生器产生 10 个谐波，由它们通过分频、混频和滤波等形式形成所需的频率。图 4.7-3 中给出的是产生 4.735MHz 正弦信号的组合线路。直接合成所需频率的优点是工作可靠，频率转换速度快；缺点是需要大量的混频器、分频器和窄带滤波器，且体积大，价格昂贵。

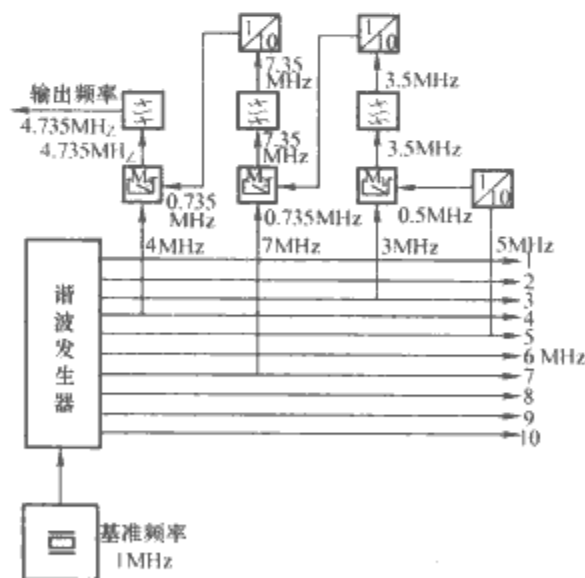


图 4.7-3 直接合成法举例

3.3.2 锁相环式频率合成器

这种频率合成器的技术要点是利用锁相环把压控振荡器（VCO）的输出频率锁定在基准频率上。可以通过不同形式的锁相环合成所需的频率覆盖，并实现输出正弦信号频率的连续可调。所以这种频率合成器一般都采用多环合成单元组成。图 4.7-4 是一个双环合成的示例。它由一个倍频环 φ_1

和一个加法混频环 φ_2 组成。混频环 φ_2 的 VCO 输出的频率为

$$f_0 = Nf_{i1} + f_{i2} \quad (4.7-2)$$

式中： f_{i1} 为基准频率； f_{i2} 为内插振荡器的振荡频率。

图 4.7-4 中，PD 为鉴相器，调谐倍频环 φ_1 中 VCO 的固有频率，使之锁定在 f_{i1} 的 N 次谐波上，如此，改变倍频系数 N 并调谐 f_{i2} ，即可实现锁定频率的连续可调。图 4.7-4 中，倍频系数 N 取 $330 \sim 500$ 。

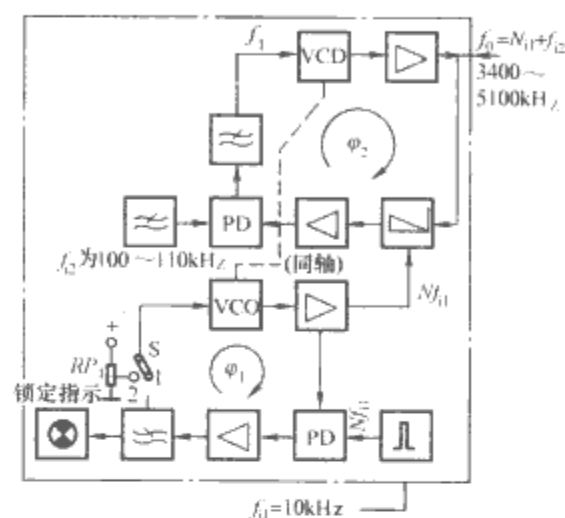


图 4.7-4 双环合成单元举例

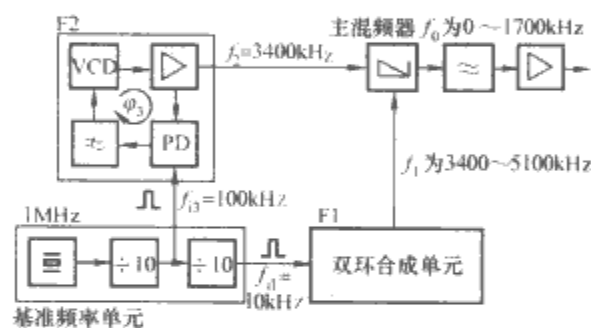


图 4.7-5 多环频率合成举例

图 4.7-5 是多环频率合成的一个例子。它按差频式组成，其中 F1 采用图 4.7-4 的线路产生可调频率 f_1 ，固定频率振荡器 F2 用一个倍频环 φ_3 把 100kHz 的基准频率倍频至 f_2 。 f_1 和 f_2 加到主混频器混频，并经低通滤波器取出差频 f_0 （图 4.7-5 中为 $0 \sim 1.7\text{MHz}$ ）。

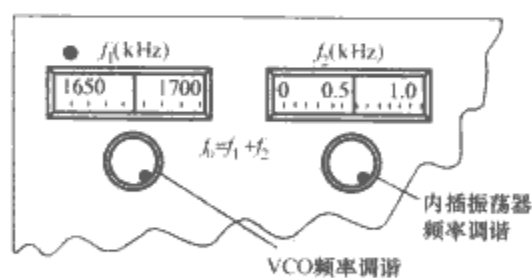


图 4.7-6 输出频率设定装置

该振荡器输出的频率用两个频率刻度盘共同设定，如图 4.7-6 所示。 f_1 刻度盘为双环合成单元（图 4.7-4 中 VCO 的频率刻度盘的频率值，在 $0 \sim 1.7\text{MHz}$ 范围内，每隔 10kHz 刻一点）； f_2 刻度盘从 0 到 10kHz （对应内插振荡器 $100 \sim 110\text{kHz}$ ，每隔 100Hz 刻一点）；两个刻度盘的指示值之和，即为输出正弦信号的频率。

3.3.3 十进制频率合成器

它与锁相式合成信号发生器没有本质区别，但仅输出以十进制数刻度盘来选择频率的正弦信号。它提供的离散频率带宽很宽，稳定性与基准频率相同。十进制频率合成器如图 4.7-7 所示，其中，DS-1 如图 4.7-8 所示，DS-2 如图 4.7-9

所示，DS-3 如图 4.7-10 所示，DS-4 如图 4.7-11 所示。为了使输出正弦信号的频率连续可调，加入了一个内插振荡器（见图 4.7-12）。当图 4.7-12 中开关 S 置于“1”位，其输出频率锁定在 1.2MHz，这时，频率合成器输出最高频率分辨

率为 1Hz；当 S 置于“2”位，内插振荡器输出频率在 1.2~1.3MHz 范围内连续可调。因而，频率合成器的输出频率在 0~30MHz 范围内便连续可调。

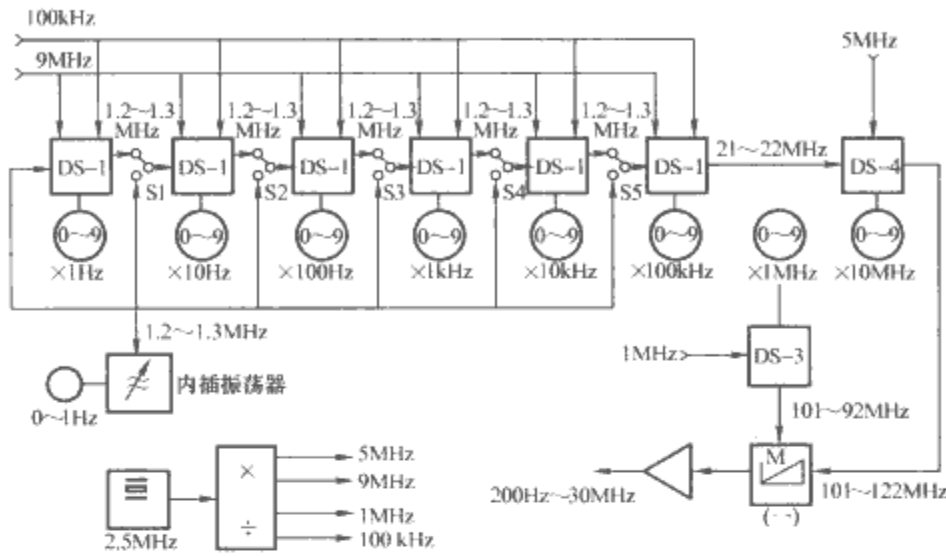


图 4.7-7 十进制频率合成器

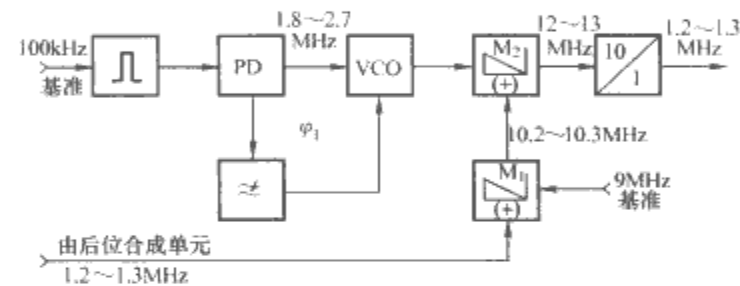


图 4.7-8 DS-1

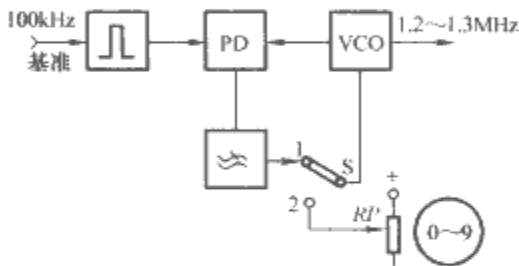


图 4.7-12 内插振荡器

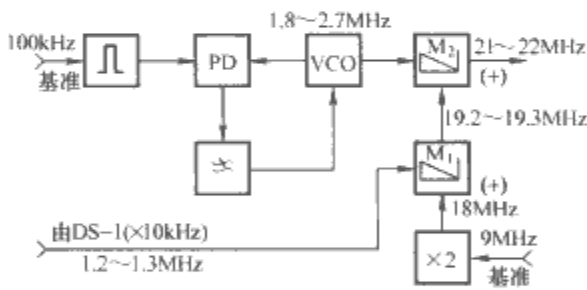


图 4.7-9 DS-2

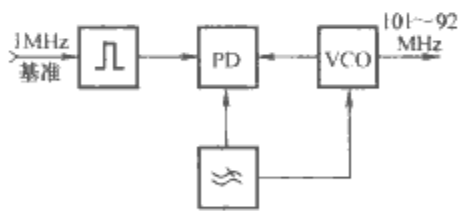


图 4.7-10 DS-3

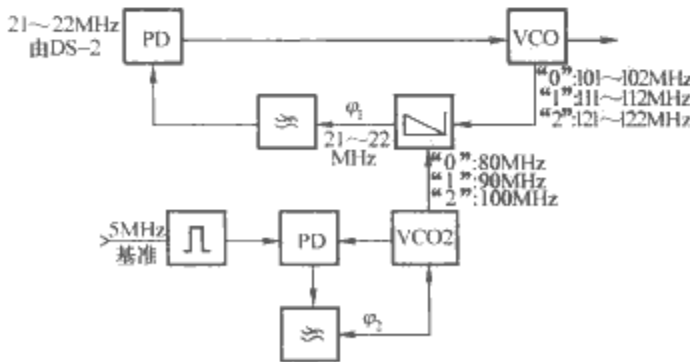


图 4.7-11 DS-4

4 脉冲信号发生器

脉冲信号发生器品种很多，这里仅介绍两种最基本的。

4.1 矩形脉冲信号发生器

图 4.7-13 是一种常见矩形脉冲信号发生器框图。原始信号由主振级产生，也可由外触发端输入的连续脉冲，或是用按键开关控制的单次脉冲。原始信号通过或门后，分成两路进行放大整形。随后，一路作同步信号输出，另一路经过积分延迟调节、积分脉冲宽度调节、极性转换、上升下降沿调节、输出幅度调节及直流偏移调节后输出矩形脉冲信号。输出脉冲波形、极性及直流偏移见表 4.7-3。

表 4.7-3 输出脉冲波形、极性及直流偏移

| 波形 偏移 | 极性 | | | |
|-------------------|-------|-----|-----|-------|
| | 负倒置脉冲 | 负脉冲 | 正脉冲 | 正倒置脉冲 |
| +1V (+2V, +5V) | | | | |
| 0 | | | | |
| -1V (-2V, -5V) | | | | |

如果在积分延迟调节电路与积分脉冲宽度调节电路之间加入适当的逻辑电路，即可组成群脉冲信号发生器。一般情况下，群脉冲信号发生器不要求沿可变，所以上升沿、下降沿调节电路可以省去，甚至直流偏移调节电路也可省去。

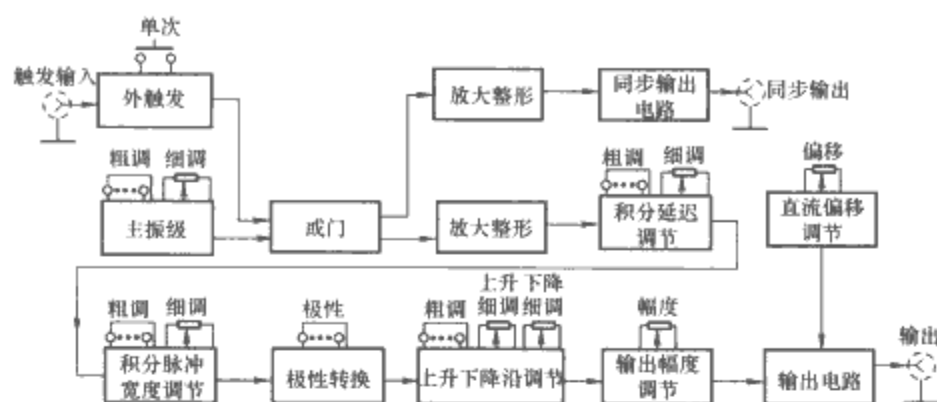


图 4.7-13 矩形脉冲信号发生器框图

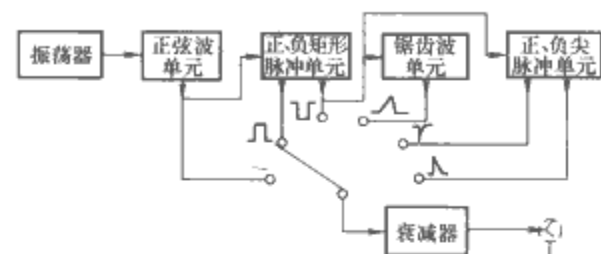


图 4.7-14 函数信号发生器原理框图

4.2 函数信号发生器

图 4.7-14 是函数信号发生器原理框图。这种函数信号发生器可输出正弦波、矩形脉冲波、锯齿波和正负尖脉冲波等信号，输出信号的频率取决于主振级的调谐范围。

5 任意波形信号发生器

它能产生若干种常用波形（如正弦波、三角波、锯齿波和矩形波等）信号、用户自定义的任意复杂波形信号，以及常用波形和用户自定义波形的叠加波形信号。用户自定义的波形信号一般以数学表达式形式，通过键盘或接口电路输入。

任意波形信号发生器原理框图如图 4.7-15 所示。微处理器 μP 对该信号发生器的所有功能单元实施全面控制。高速 RAM 用于存放输出波形信息。波形的量化是 μP 根据键入的数学表达式 $y=f(\omega t)$ ，以 $\Delta\omega t$ 为增量逐点计算得到的一

个波形周期内的所有数据。 $\Delta\omega t$ 的取值取决于输出波形的最高次谐波频率与基波频率的比值。由于任意波形一般含有很高频率的高次谐波，所以 $\Delta\omega t$ 取值较小。设 $\Delta\omega t = 2\pi/2^N$ ， N 值一般在 10~12，高速 RAM 的长度（字数）为 2^N ，幅值分辨率取决于 RAM 的字长（位数），一般取 8~12 位。数据的写入由 μP 控制，地址由地址计数器提供。

地址计数器由 N 位 2 进制计数器组成，它能把频率发生器输出的串行脉冲变成并行地址码，它的初始值可由 μP 预置，用来控制输出脉冲的相位。

频率发生器由晶振和频率控制器组成，在 μP 的控制下，它能输出频率为 $2^N f_0$ 的串行脉冲并送往地址计数器。

D/A 转换单元由 D/A 转换器、可控参考源和低通滤波器组成，如图 4.7-16 所示。可控参考源实际上也是一个 D/A 转换器，它的输出电压由 μP 根据输出波形的幅值来设置。低通滤波器用来滤除波形的量化噪声。

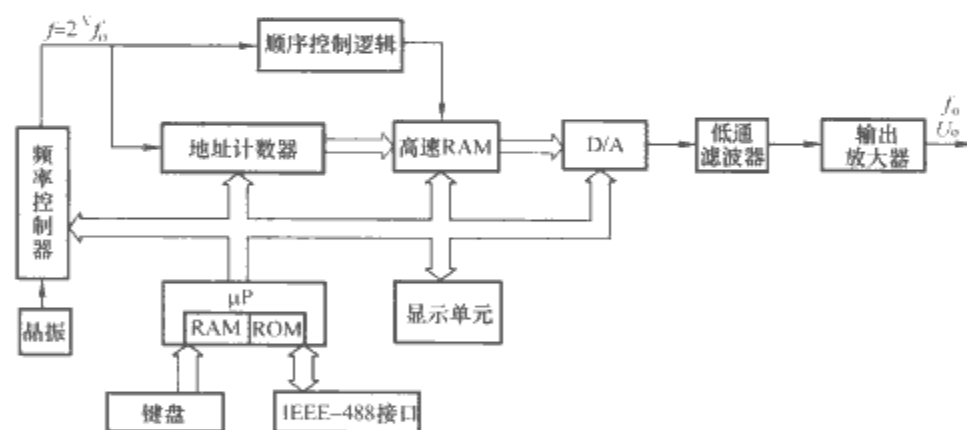


图 4.7-15 任意波形信号发生器原理框图

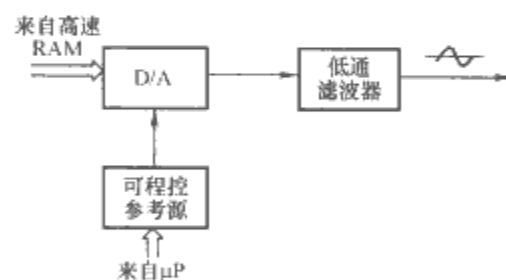


图 4.7-16 D/A 转换单元原理框图

当经键盘输入一个波形的数学表达式后， μP 将经过计算得到的一组波形量化数据送入高速 RAM，同时把频率数据、幅值数据和初始相位数据置入相应控制单元，而后在顺序控制逻辑单元的作用下，依次把 RAM 中的数据送往 D/A 转换单元，经功率放大后，即可输出所需的信号。

6 标准源

6.1 直流标准电压源

6.1.1 工作原理

直流标准电压源能产生高准确度的直流电压，主要用于校验各种电压表。与数字电压表相配合，它可用于构建直流放大器、数据记录系统和大规模集成电路测试系统。若与指零仪配合使用，还可对 0~1000V 的直流电压进行精密测量。

直流标准电压源原理框图如图 4.7-17 所示。由于它的输出范围相当宽，一般主电源需根据输出电压进行预稳压，

使调整管 VT 上的压降维持在某一固定值附近。输出电压 U_o 经采样电阻 R_s 与基准电压 E_N 在 Σ 点相加，并送到误差放大器 A 的同相端，调整管 VT 的发射极作为输出信号的正端并接浮置地。由于误差放大器的作用，VT 上的压降产生变化，使 Σ 点的电位趋于 0V，从而使输出电压为

$$U_o = \frac{R_s}{R_i} E_N \quad (4.7-3)$$

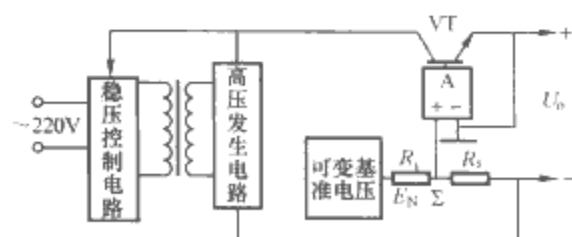


图 4.7-17 直流标准电压源原理框图

可见，输出电压 U_o 的准确度取决于 R_s/R_i 的比值和 E_N 的准确度；改变 E_N 的值，即可改变输出电压。根据产生 E_N 的方法

不同,直流标准电压源又可分为电阻分压式和脉宽调制(PWM)式直流标准电压源。

6.1.2 可控直流标准电压源

可控直流标准电压源大多采用 PWM 方式,具有准确度高和便于程控等优点。这种标准源可输出高达 1000V 的高精度直流电压;最小分辨率可达 $1\mu\text{V}$,甚至 $0.1\mu\text{V}$;输出电压准确度可达百万分之几。它的原理框图如图 4.7-18 所示。它是在图 4.7-17 所示线路基础上增加了微处理器等构成的,且它的可变基准电压单元也采用的是 PWM 原理。

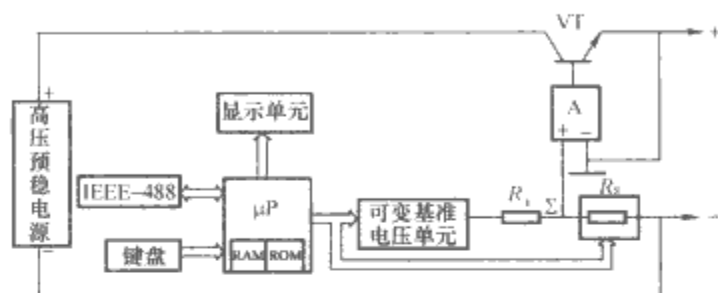


图 4.7-18 可控直流标准电压源原理框图

图 4.7-18 中,可变基准电压单元是可控直流标准电压源的核心部件,该电压源输出电压的准确度主要取决于该单元的准确度。可变基准电压单元框图如图 4.7-19 所示。在图 4.7-19 (a) 中, E_i 是非常稳定的基准电压,两个场效应管作为开关,脉宽控制电路能输出频率固定而宽度受 μP 控制的矩形脉冲。两场效应管在此脉冲的作用下周期性地导通和截止,于是, A 点便可输出幅值为 E_i 、宽度与控制信号相同的矩形脉冲 [见图 4.7-19 (b)]。这个脉冲波形经滤波后,其输出的电压即为

$$E_N = \frac{t_1}{t_1 + t_2} E_i = \frac{t_1}{T} E_i \quad (4.7-4)$$

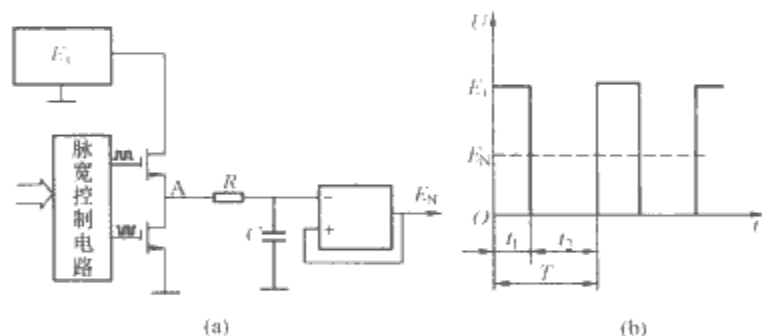


图 4.7-19 可变基准电压单元框图及波形
(a) 框图; (b) 矩形脉冲

由于时间可以准确控制, E_i 又是很稳定的基准电压,所以 E_N 是非常准确的。可见,只要改变 t_1 ,就能改变 E_N 的值。为了使输出电压有足够的分辨率, E_N 就必须有相应的分辨率。通常 E_N 的控制代码应有 16~24 位。

当通过键盘或 IEEE-488 接口设置输出电压后, μP 把设定值送入显示单元,选择适当的反馈电阻 R_s 值,同时控制可变基准电压单元产生与输出电压成比例的 E_N ,经比较器驱动调整管 VT,便于使输出端输出精确等于设定值的电压。

可控标准直流电压源在 μP 控制下工作,它比手动标准源有更多的功能,如自校准、按程控设置自动输出电压等,并能在计算机 (μP) 控制下提供测试过程所需的各种精确的直流电压值。

6.2 可控交流标准电压源

可控交流标准电压源的功能和用途与可控直流标准电压源类似,它的框图如图 4.7-20 所示。它能输出频率和幅值都十分稳定的正弦电压信号,它是把直流标准电压源的闭环控制原理与任意波形发生器产生波形的原理结合在一起设计而成的。

图 4.7-20 中,频率控制单元、正弦波发生器与本章的 5 所述的任意波形发生器类似。由于交流标准电压源仅要求输出纯正弦波电压,所以可由 EPROM 取代高速 RAM,且波形量化的 Δ_{out} 可以取得大一些,一般每周期有 128 或 256 个量化点已经足够。

由于它的幅值准确度要求很高,所以采用闭环控制。其中,可变直流基准电压单元与本章的 6.1.2 所述的完全一样。由于最终输出的是交流电压,故采样电路中增加了 AC/DC 转换电路,把交流采样电压变成直流电压,AC/DC 转换器输出的直流电压与输出电压 \tilde{U}_o 的平均值或有效值成正比。此电压与可变直流基准电压在 Σ 点相加后送至误差放大器。误差放大器驱动正弦波发生器,调整其输出电压,使 Σ 点的电位等于 0V,则此标准源的输出电压为

$$\tilde{U}_o = K \frac{R_s}{R_i} E_N \quad (4.7-5)$$

式中: K 为 AC/DC 转换器的转换系数; R_s 、 R_i 与图 4.7-18 中的含义相同。

通常, \tilde{U}_o 都是用有效值表示的,所以应使用具有有效值转换功能的 AC/DC 转换器。如果输出波形的失真非常小,也可以使用基于平均值转换原理的 AC/DC 转换器。

当从键盘或 IEEE-488 接口设置输出电压的幅值和频率后, μP 给频率控制器置数,使其输出相应频率的脉冲;设置正弦波发生器的幅值数据,使其输出幅值近似等于输出电压的正弦波;选择合适的 R_s 值,设置可变直流基准电压值。如此,此标准源即可输出频率和幅值都与设定值一致、稳定的正弦电压信号。

与任意波形发生器一样,此交流标准电压源还可以对输出波形的相位进行控制,并可与外部电源取得同步,也具有可控直流标准电压源类似的功能。

6.3 可控标准电流源

在可控标准电压源输出端增加一个跨导放大器,即可构成可控标准电流源,如图 4.7-21 所示。其输出电流为

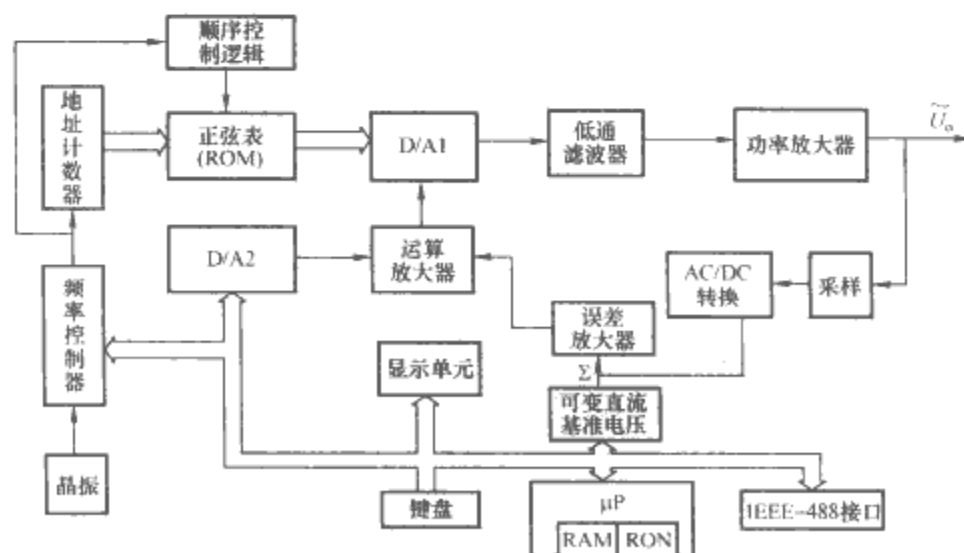
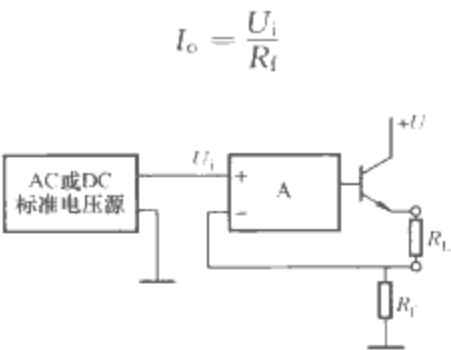


图 4.7-20 可控交流标准电压源框图



(4.7-6)

通常 U_i 取 $0\sim 1V$ ；对电流输出量程的切换，可通过改变 R_i 值方便得到。

这种方法的缺点是当负载阻抗为感性或容性时，输出的交流电位会产生相移，从而引起放大器 A 工作不正常。克服的方法是把图 4.7-20 中的功率放大器按跨导放大器形式连接，采样后经 AC/DC 变换器与可变直流基准在误差放大器中比较。

针对万用表和数字万用表校准的要求，可把直流电压源、直流电流源、交流电压源、交流电流源以及标准电阻等都装在一个机箱内，制成多功能标准电源，可实现一源多用。

图 4.7-21 标准电流源原理框图

第8章 数字式电测量仪器仪表及应用

本章在概要介绍数字式电测量仪器仪表和数字化测量技术特点的基础上,集中对若干种常用数字式电测量仪器仪表,例如电子计数器、数字频率计、数字电压表、数字电阻表、数字万用表、数字功率表、数字频谱分析仪、数字示波器、万用示波表、数字闪变仪等的工作原理、技术性能、应用范围等加以阐述,并给出若干应用它们的实例。

1 数字式仪器仪表和数字化测量的特点

数字式仪器仪表就是能够自动地将被测对象的数值直接以数字形式显示出来(也包括记录或控制)的仪器仪表。为简便起见,有时也常称为数字式仪表或数字化仪器,或简称数字仪表、数字仪器等。

数字式仪表是数字电子技术、计算机技术及半导体集成电路制造技术等迅猛发展的产物,且在这些不断进步的新技术的推动和支持下,数字式仪表也不断向进一步提高灵敏度和准确度、多功能、快速性、小型化、高可靠性、低功耗及低价格等方面发展。数字式仪表和数字化测量的主要特点如下:

- (1) 测量结果直接以数字形式给出,读数和记录方便,且无读数误差。
- (2) 测量快速便捷,还可进行人工控制、单次采样和手工操作,为自动化测量提供了条件。
- (3) 测量准确度高,如数字电压表测量直流电压的准确度可以达到满度的0.0001%甚至更高;数字频率计测量频率的准确度可以达到 1×10^{-9} 。
- (4) 输入阻抗高,基本上不取电流,消耗被测信号的功率极小,即对被测电路工作状态的影响微不足道。例如,数字电压表基本量程的输入阻抗高达 $1000\text{M}\Omega$ 以上。
- (5) 灵敏度高,例如积分式数字电压表的分辨率可达 $0.01\mu\text{V}$ 。
- (6) 操作简单,测量过程自动化,可以自动判断极性、切换量程。带有微处理器的数字式仪表还有自调零、自校准、非线性补偿和自动打印及数码输出等功能。使用人员无需经过特殊培训,即可用数字式仪表完成测量工作。
- (7) 可以把数字化的测量结果输出给计算机,以便进一步分析、处理和控制。

用于电测量领域的数字式仪表统称为数字式电测量仪器仪表。下边集中介绍几种常用的数字式电测量仪器仪表。

2 电子计数器

2.1 电子计数器的基本原理及性能

计数是电子计数器最基本的功能。此功能由计数电路完成。为了实现测频、测时间等多种功能,可在计数电路前设一个门电路(常称主门或闸门),如图4.8-1所示。在规定的开门时间内,信号可经主门进入计数电路进行计数;其他时间,信号均不能通过主门,故计数电路的累加计数值 N 为

$$N = T_B / T_A = f_A / f_B \quad (4.8-1)$$

式中: T_A 为主门“1”端输入的计数信号周期, $f_A = 1/T_A$; T_B 为主门“2”端输入的开门脉冲的持续时间, $f_B = 1/T_B$ 。

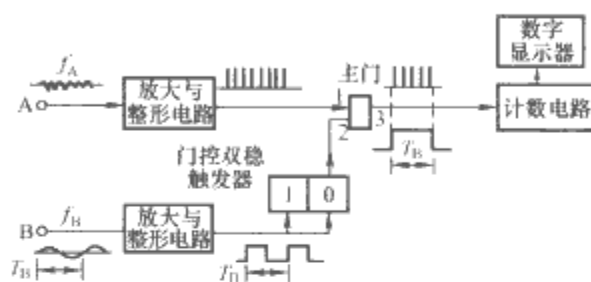


图 4.8-1 通用计数器原理框图

由式(4.8-1)可见,当主门“1”端加入不同的计数信号(未知的或已知的),而“2”端加入不同的时间信号(已知的或未知的),且满足 $f_A \gg f_B$ 时,用图4.8-1所示的工作原理线路可实现对频率、周期、时间间隔、频率比等多种量的计数即测量。

电子计数器的主要性能是频率范围、频率分辨力、灵敏度、时间间隔分辨力等。通用计数器的测频范围一般为DC至500MHz,扩展后可达1GHz;频率分辨力为每秒闸门1Hz;灵敏度约为10~20mV;单次时间间隔分辨力达1ns,平均时间间隔分辨力达10ps。许多电子计数器产品都配有IEEE-488接口,且还具有数据压缩和自动触发等功能。

2.2 电子计数器的主要功能

2.2.1 频率测量

频率测量原理框图如图4.8-2所示。闸门时间 T_B 由时基单元提供,即 $T_B = T$;待测信号 f_x 作为计数信号,即 $f_A = f_x$,则被测信号频率为

$$f_x = N / T \quad (4.8-2)$$

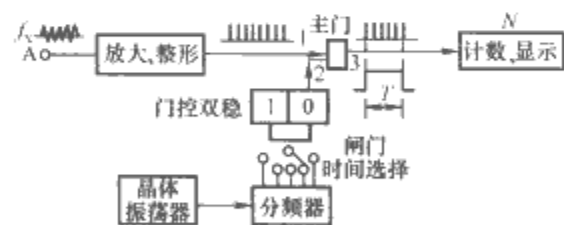


图 4.8-2 频率测量原理框图

在通用计数器中,闸门时间 T 通常为1ms, 10ms, 0.1s, 1s, 10s等,因此电子计数器的计数值 N 可直接表示被测信号的频率 f_x 。

2.2.2 周期测量

被测信号频率较低时,以通用电子计数器直接测量频率的误差较大,为此,可改为测量周期。周期测量原理框图如图4.8-3所示,周期为 T_x 的被测信号送入B通道作为开门信号,即 $T_B = T_x$;频率为 $f_0 = 1/T_0$ 的时标信号作计数信号,则被测周期为

$$T_x = N T_0 \quad (4.8-3)$$

2.2.3 时间间隔测量

时间间隔测量的工作原理与周期测量的相仿,所不同的

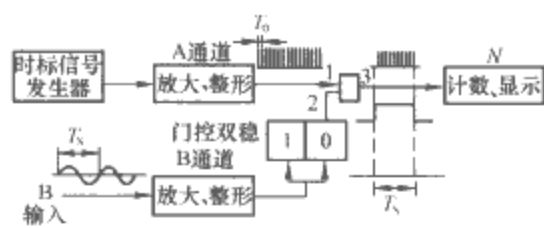


图 4.8-3 周期测量原理框图

是需要由两路信号 B 和 C 分别控制门控电路的开启和闭合，如图 4.8-4 所示。它可以有两种工作方式：

(1) 当 S 断开时，两路信号控制闸门的开、闭。在闸门开门时间内，计数器对时标信号进行计数，于是时间间隔 t_{BC} 为

$$t_{BC} = NT_0 \tag{4.8-4}$$

(2) 当 S 闭合时，仅一路信号控制闸门时间，但可独立地选择触发电平和触发极性，以完成闸门的开启和关闭功能。

由电子计数器的上述三种主要功能可扩展测量多种相关的参数，如两路信号的相位差、频率比等。

2.3 集成化电子计数器

大规模集成电路技术的进步和广泛应用，使电子计数器的小型化、低成本得以实现。5G7216/7226 是用 CMOS 工艺制造的电子计数器专用 IC 芯片，专门用于对时间、频率、周期等参数的测量。

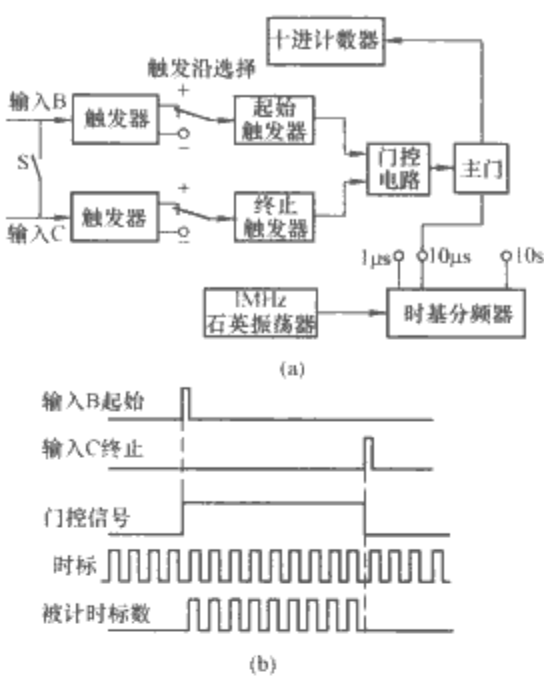


图 4.8-4 基本时间间隔测量模式
(a) 组成框图；(b) 工作波形

图 4.8-5 是 5G7216/7226 原理电路框图，引脚以 7226B 标注。其电路主要有内时钟振荡电路和两个计数器电路，其余是控制电路和译码电路。两个计数器是主计数器 (10^8 即 8 位 BCD 计数) 和基准计数器 (10^3 即 1~1000 计数)。主计数器也是提供 8 位 BCD 码或各段输出 (a~g) 的输出计数器，计数内容的送出，是先存入锁存器，再经过八路扫描 (多路选通)、七段译码后送至 a~g。译码前，从 A~D 送出 BCD 码。

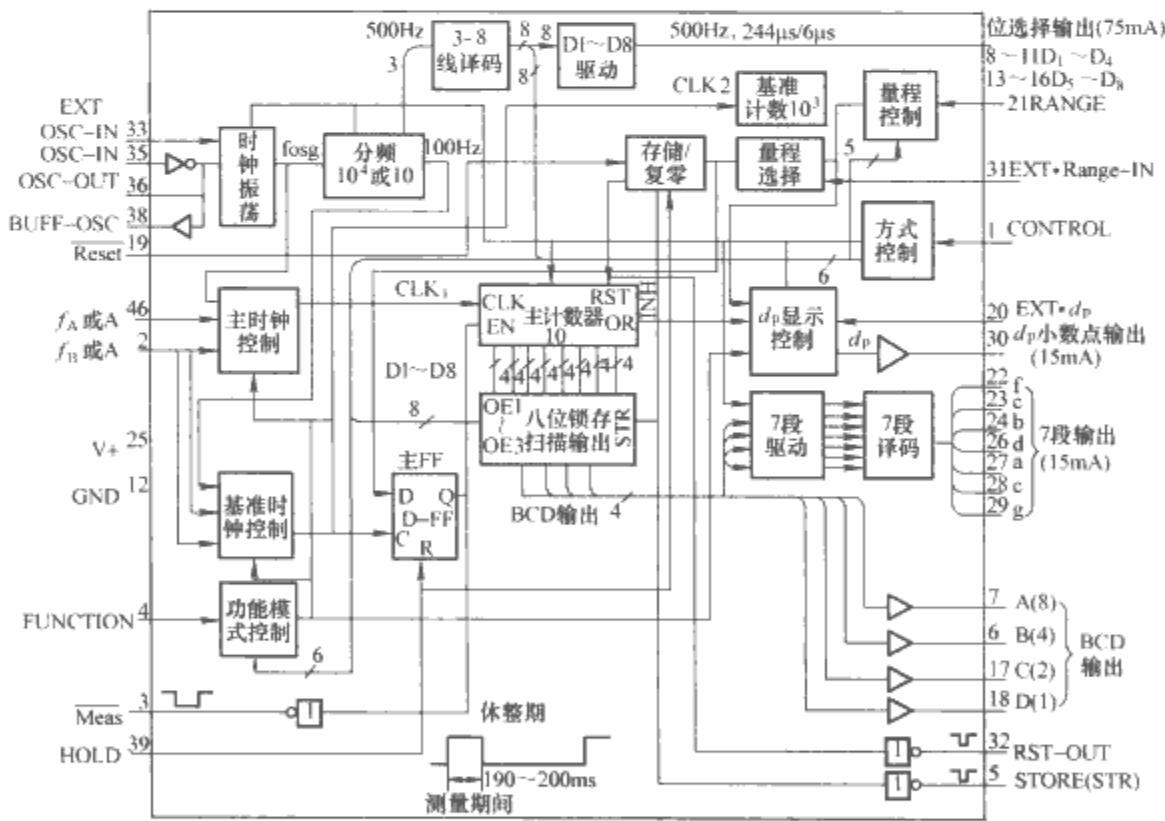


图 4.8-5 5G7216/7226 原理电路框图

当主计数器发生溢出 (OR) 时，将禁止 d_p (小数点) 前零被消隐的功能。8 位输出的扫描速率是 500Hz，每位扫描需 244μs，相互间隔为 6μs。基准计数器在承担不同测量功能时的作用不同。两个计数器在各种测量中的作用 (计数对象) 给出在表 4.8-1 中。

多路选择控制功能见表 4.8-2。对于 FUNCTION、RANGE 和 CONTROL 三个端，不同的功能是通过将其连接相应各位选择输出 ($D_8 \sim D_1$) 来实现的。

| 表 4.8-1 计数时钟对象 | | |
|----------------|-------------------|---|
| 测量功能 | 主计数 (受主 FF 控制) | 基准计数 |
| 频率 f_A | f_A 输入 | 100Hz ($=f_{osc}/10^5$ 或 10^4) 输入 |
| 周期 $T_A=1/f_A$ | f_{osc} 输入 | f_A 输入计周期数 |
| 频率比 f_A/f_B | f_A 输入 | f_B 输入 |
| 时间间隔 A-B | f_{osc} 计时 | f_A 触发开启、 f_B 触发停止 |
| 单计数 A | f_A 输入 | 不用 |
| 振荡频率 f_{osc} | f_{osc} 输入 | 100Hz ($=f_{osc}/10^5$ 或 $f_{osc}/10^4$) 输入 |

表 4.8-2 多路选择控制功能

| 控制输入端 | 功 能 | 连接位选择 |
|---|---|--|
| FUNCTION (功能) | 频率测量 f_A 周期测量 T_A 频率比测量 f_A/f_H 时间间隔测量 A-B 单计数 A 测时钟频率 f_{osc} | D_1 D_3 D_2 D_5 D_1 D_3 |
| RANGE (量程) (显示单位 kHz 或 s 在内量程) | 0.01s 计数定时或 1 周 0.1s 计数定时或 10 周 1s 计数定时或 100 周 10s 计数定时或 1000 周 允许 EXTRange 输入 | D_1 D_2 D_3 D_4 D_5 |
| CONTROL (控制) | 禁止显示 (消隐即全暗) 全亮显示 (测显示器) 选用 1MHz 时钟工作 允许用外时钟工作 (EXTCXS-IN) 允许用外 d_p (EXT d_p) 测试 (制造厂家专用) | D_4 (HOLD 连 V^+) D_3 D_2 D_1 D_5 D_5 |
| EXTDP-IN① | 相应 $D_7 \sim D_1$ 位 d_p 显示, 前零 消隐无效 | $D_7 \sim D_1$ 之一 |

① D_8 的 d_0 只能用作超量程（溢出）显示使用。

2.4 数字频率计

数字频率计是以电子电路自动计算被测交流信号每秒变化次数即频率，并以数字形式直接显示测量结果的仪表。除测量频率外，数字频率计也可用于测量周期、时间、时间间隔、脉冲宽度和频率比等参数。在电工测量中，频率一般不超过几十兆赫兹；为测量超高频的相关量，还要借用频率变换器。数字频率计测量频率、周期的原理参见本章的 2。

随着大规模集成电路的广泛应用,出现了专用数字频率计IC芯片。专用芯片大多具有测量频率、周期、频率比以及时间间隔等功能,价格低廉,且只需增加很少外围元器件

件,即可构成 DC~10MHz 甚至更高频率上限的数字频率计,其准确度为晶振稳定度 ± 1 个字。

3 数字电压表

数字电压表简称 DVM，主要就是指直流数字电压表。它包含两个基本的功能部件：模—数转换器（A/D 转换器）和数字显示器。被测直流电压通过 A/D 转换器转换成等值的数码值，再通过数字显示器加以显示。因此，数字电压表的核心是 A/D 转换器。利用 A/D 转换器集成电路芯片构成的数字电压表具有结构简单、成本低、耗电小、使用方便等特点，得到了广泛应用。

3.1 直流数字电压表的原理结构

由不同 A/D 转换器制造的直流数字电压表的硬件构成、结构和性能有很大差别,但它们的基本原理结构是相同的,如图 4.8-6 所示。

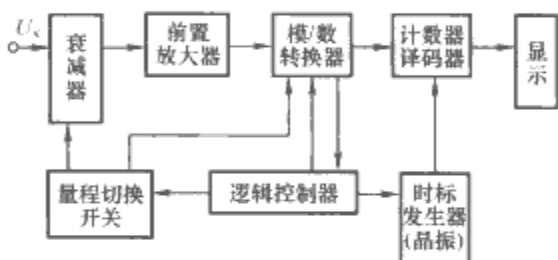


图 4.8-6 直流数字电压表的原理框图

3.2 数字电压表的主要技术特性

数字电压表的主要技术特性可参见参考文献[6].

3.3 数字电压表的工作原理

数字电压表的核心部件是 A/D 转换器。目前, 数字电压表中 A/D 转换器有很多种。通常根据 A/D 转换器的结构特点对数字电压表进行分类, 表 4.8-3 列出了几种典型的基于不同原理构建的数字电压表。

表 4.8-3 数字电压表的分类及工作原理

[illegible]

| 续表 | | | | | | | | | |
|-----------|---|---|-----|-----|------|-------|------|-------------|--|
| 类型 | 转 换 | 工 作 原 理 说 明 | 准确度 | 分辨力 | 采样速度 | 抗干扰能力 | 线路结构 | 其他 | |
| 余数再循环型 | 电压→频率→数字量 | 输入放大器连续放大剩余电压，放大器的输出与一个用二—十进制计数器驱动的阶梯波电压相比较，其差值（余数）又反馈到放大器输入端，如此循环比较，进而得到被测电压的值 | 高 | 高 | 慢 | 强 | 复杂 | 成本高，综合电气性能好 | |
| 二次采样积分反馈型 | 电压→频率→高位数字量 电压差值→频率→低位数字量 | 这是一种 U/F 加反馈比较的模数转换形式。先据 U/F 转换原理，将被测电压计入计数器高位，再经 D/A 转换器将计入的电压反馈到输入端，用 U/F 转换器将电压的差值计入计数器低位 | | | | | | | |
| 三次采样积分反馈型 | 电压→时间→高位数字量 电压差值→时间→低位数字量 零点漂移电压→时间→校零数字量 | 基于双斜积分原理，将被测电压计入计数器高位，再用 D/A 转换器将计入的电压反馈到积分器输入端，按双斜转换原理将电压的差值计入计数器低位，并再据双斜转换原理将零点漂移电压转换成数字量，且从计数器结果中扣除其影响 | | | | | | | |

对其他许多电学量甚至非电量的测量，往往是将其先变换为直流电压，而后以直流数字电压表实施测量，之后再依据相应的变换关系，折算出被测对象的具体大小。例如对交流电压的测量，就应先将交流电压通过转换器转换成直流电压。有关这方面的知识可参见本章的 5 或参考文献 [4]。

4 数字电阻表

数字电阻表由电阻—电压转换器（简称欧姆转换器）和直流数字电压表构成。数字电阻表测量速度快，操作方便，测量范围可达 $10^{-3} \sim 10^9 \Omega$ ，最高准确度达 0.001%。数字电阻表也俗称数字欧姆表。

表 4.8-4 列出了常见欧姆转换器的工作原理。

表 4.8-4 常见欧姆转换器的工作原理

| 欧姆转换器 | 原 理 | 适用测量阻值 |
|--------|--|--------|
| 电位降法 | 恒流源输出的电流 I 流过被测电阻 R_x 产生直流电压 | 低值电阻 |
| 比例运算器法 | 被测电阻 R_x 接在运算放大器的反馈回路中，基准电压源 E_0 和标准电阻 R_0 作为运算放大器的信号源和输入电阻，通过比例运算产生直流电压 | 中值电阻 |
| 积分运算器法 | 基准电压源 E_0 和被测电阻 R_x 为运算放大器的信号源和输入电阻，标准电容 C 接在运算放大器的反馈回路，积分器在 Δt 期间输出电压增量，去控制门控电路，在 Δt 开门时间内，计数器的计数值正比于 R_x | 高值电阻 |
| 比率法 | 用同一电流流过被测电阻 R_x 和标准电阻 R_0 ，则其压降比即为电阻比。这种欧姆转换器可实现较高准确度电阻的测量 | 宽范围电阻 |

5 数字万用表

5.1 数字万用表的构成原理

给直流数字电压表配以各种变换器，便可形成一系列的数字式仪表。常见的变换器有交/直流电压、交或直流电流/直流电压、电阻/直流电压、电容/直流电压、温度/直流电压、功率、相位变换器和高灵敏度直流电压放大单元等。将上述这些输出为直流电压的变换器与直流数字电压表相配合，并经功能选择开关组合在一起，就构成了数字万用表。图 4.8-7 为数字万用表构成原理框图，图 4.8-8 则给出了数字万用表外观和前面板布置。数字万用表的构成特点决定了被测的电学量均是先转换为直流电压再进行测量；变换器实现的是模/模转换，之后，其中的电压表完成模/数转换，最终将准确测得的结果以数字形式并配以相应的单位显示出来。

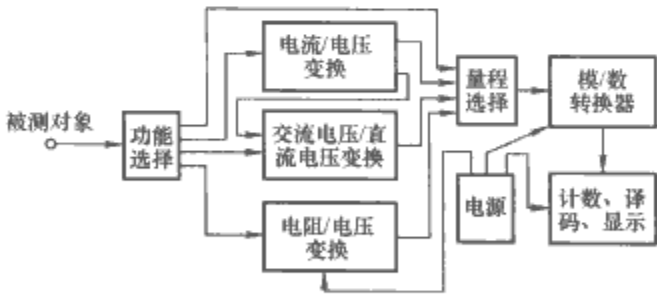


图 4.8-7 数字万用表构成原理框图

5.2 数字万用表的主要特点

5.2.1 测量功能

数字万用表的测量功能大大多于传统的模拟指针式万用表。比较新型的数字万用表不仅可以测量直流电压、交流电压、直流电流、交流电流、电阻、二极管正向压降和晶体管共发射极放大系数，还能测量电容、电导、温度、频率，并设有用以检查电路通断的蜂鸣器挡，有的数字万用表还能提供方波电压信号。

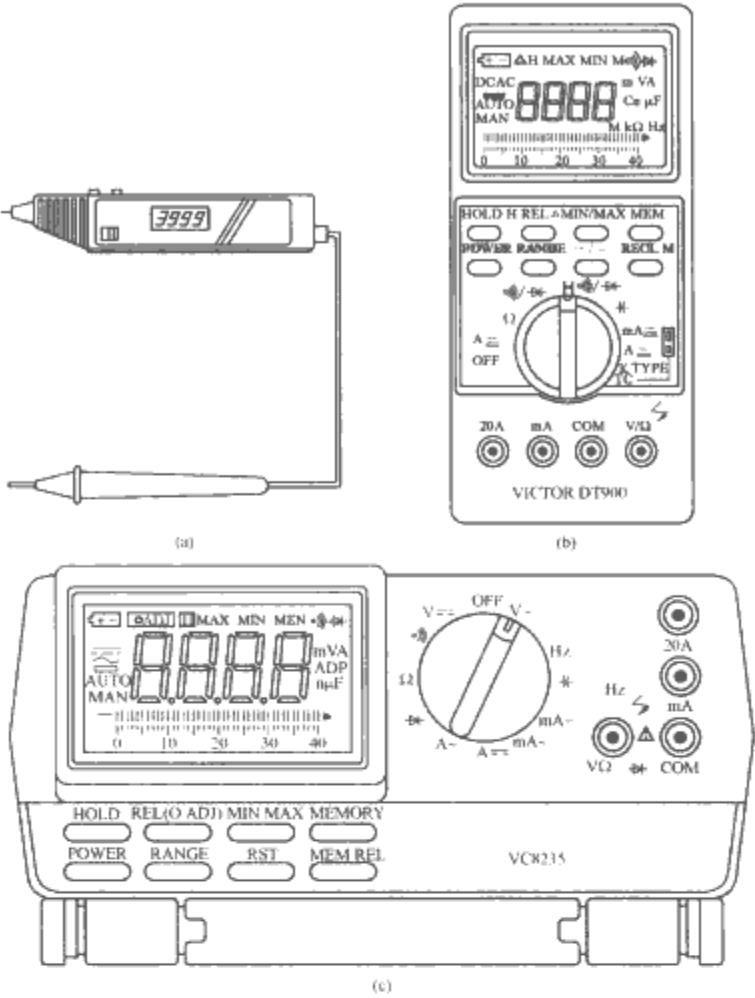


图 4.8-8 数字万用表外观和前面板布置
(a) 笔式表；(b) 袖珍表；(c) 台式表

较新型的数字万用表在设计上大多有示值保持、逻辑测试、真有效值测量、相对值测量、电源自动关断、脉冲宽度测量和占空比测量等功能，有的型号的数字万用表还具有交流/直流（AC/DC）自动转换功能。

新型智能数字万用表的测量功能更多，除上述功能外，增加的功能还有模拟条状图形（也简称模拟条图）显示、多重显示（例如同时显示最大值、最小值和实时值）、最小值/最大值存储、峰值保持、存储、读取所存数据、复位、数据输出、预置、测量范围（上、下限）设定、自动校准、功率电平测量和快速测量等。

5.2.2 显示位数和显示方式

(1) 显示位数。数字万用表的显示位数一般为 4~9 位，具体有 $3\frac{1}{2}$ 位， $3\frac{2}{3}$ 位， $3\frac{3}{4}$ 位， $4\frac{1}{2}$ 位， $5\frac{1}{2}$ 位， $6\frac{1}{2}$ 位， $7\frac{1}{2}$ 位及 $8\frac{1}{2}$ 位等多种。

包括数字万用表在内的数字仪表的位数按如下原则定义：①整数位值为能显示 0~9 所有数字的位的多少；②分数位值的分子是最大显示值的最高位值，分母则为满量程（满度）值的最高位值。例如，最大显示值为（±）1999、满度值为 2000 的数字仪表是 $3\frac{1}{2}$ 位数字表，其最高位只能显示 0 或 1。又例如， $3\frac{2}{3}$ 位数字仪表的最高位只能显示 0、1、2，故其最大显示值为（±）2999；它的量程上限比 $3\frac{1}{2}$ 位表的高 50%，为 3000。

(2) 显示方式。常见的袖珍式数字万用表一般采用字高为 12.5mm 的液晶显示器；一些较新型号的数字万用表则采用字高为 18mm 甚至 25mm 的大或超大液晶显示屏，并增加了单位符号（例如 mV、V、kV、mA、A、Ω、kΩ、MΩ、ns、kHz、nF、μF）、测量项目符号（AC、DC）和特殊符

号（如低电压符号“LOW BAT”、蜂鸣器符号）等标识符显示功能。

为反映被测电学量的连续变化过程及变化趋势，一些较新型的数字万用表具有数字/模拟条图双显示数字功能，其液晶显示屏如图 4.8-9（a）所示。而图 4.8-9（b）列举的是一个可以同时显示被测电参量三种数值（例如最大值、最小值和平均值）的数字万用表的三重显示屏。

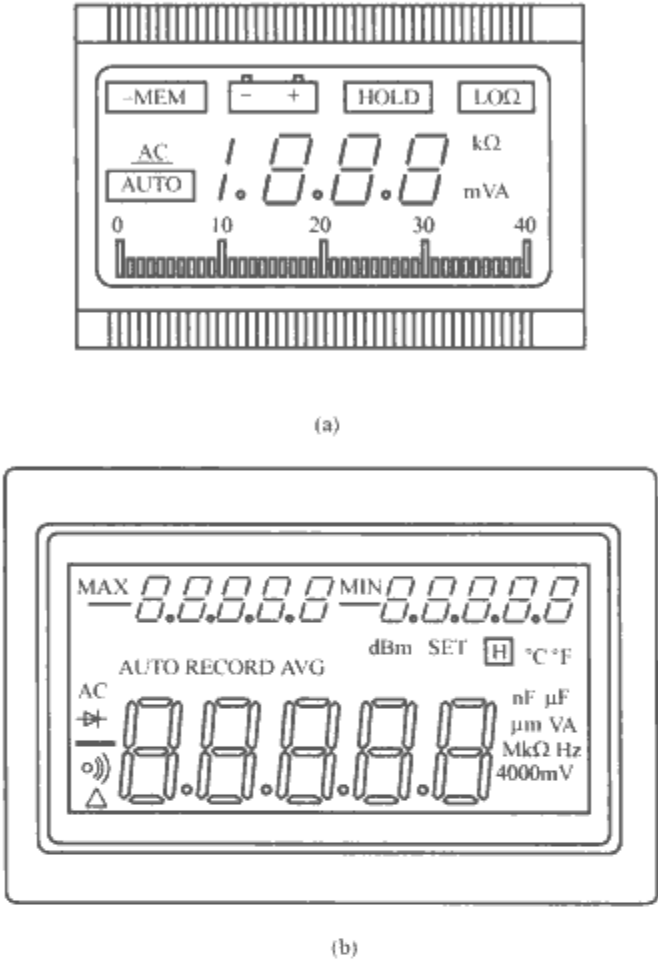


图 4.8-9 数字万用表液晶显示屏示意
(a) 数字/模拟条图双显；(b) 三重显示

5.2.3 分类

数字万用表大致可分为普及型、多功能型、高准确多功能型和高准确智能型四种类型。普及型表档次最低，是 $3\frac{1}{2}$ 位袖珍式表。多功能型表以 $3\frac{1}{2}$ 位的居多，也有 $3\frac{2}{3}$ 位和 $3\frac{3}{4}$ 位的。高准确多功能型表多为 $4\frac{1}{2}$ 位和 $4\frac{3}{4}$ 位表，制成的有袖珍式和台式两种。 $5\frac{1}{2}$ 位和 $5\frac{1}{2}$ 位以上的均属于高准确智能型表。

5.2.4 分辨力与分辨率

(1) 分辨力。数字万用表（或数字电压表）能够显示出的最小增量电压值，称为该表的分辨力，它表征了数字万用表的灵敏度。显然，数字万用表的分辨力随显示位数的增加而提高。

(2) 分辨率。数字万用表的分辨力也可用分辨率来表示。分辨率即表能显示的最小非零数字与最大数字之比，一般以百分数表示。例如， $3\frac{1}{2}$ 位数字万用表可显示的最大数字为 1999，则分辨率为 $1/1999 \approx 0.05\%$ ；同理，可算出 $3\frac{3}{4}$ 位表的分辨率为 $1/3999 \approx 0.025\%$ 。

5.2.5 量程选择

数字万用表的量程选择有手动、自动和自动/手动三种方式。

手动选择量程式数字万用表的内部电路较简单,但操作比较繁琐,且若量程选得不合适,仪表容易过载。自动选择量程式数字万用表操作简单,且可有效避免过载现象;但即使被测对象量值很小,这种表测量时也是从最高量程开始,然后逐渐降低至合适量程,这显然会使测量时间较长。而自动/手动选择量程式数字万用表兼有前两者的优点,使用比较灵活。

除上述特点外,数字万用表内部通常设有较完善的保护电路,在出现误操作时,可以保护表的集成电路,使其不至于损坏。

5.3 数字万用表的测量准确度

数字万用表的测量准确度有如下两种表示方式

$$\text{准确度} = \pm(a\% \text{ 读数值} + b\% \text{ 满度值}) \quad (4.8-5)$$

$$\text{准确度} = \pm(a\% \text{ 读数值} + n \text{ 个字}) \quad (4.8-6)$$

式中: $a\%$ 读数值为读数值误差项; $b\%$ 满度值为满度值误差项。

若将式(4.8-5)中满度值误差项折合成末位数字的变化量,即得到式(4.8-6),这说明式(4.8-5)与式(4.8-6)完全等价。

6 数字功率表

数字功率表多采用交流功率—直流电压变换技术制成,其核心部件是功率变换器。

6.1 电子式数字功率表

乘法器是电子式数字功率表的核心。按所采用乘法器的工作原理,电子式数字功率表可分为时分割原理功率表、混合乘法器原理功率表和跨导式功率表,它们的工作原理可参阅本篇第4章的4。时分割原理功率表的准确度可达 $\pm 0.01\%$ 。

6.2 热电式数字功率表

有关原理请参见本篇第3章的3.4。目前这种功率表的准确度可达 0.001% 。

6.3 采样计算式数字功率表

采样计算式数字功率表原理框图如图4.8-10所示。

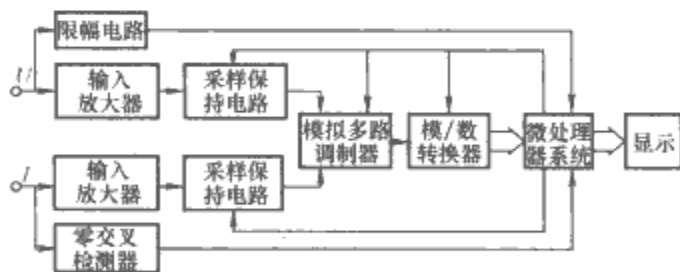


图 4.8-10 采样计算式数字功率表原理框图

根据平均功率表达式 $P = \frac{1}{T} \int_0^T UI dt$, 可以得到采样计算测量功率的表达式。若在电压周期整倍数范围内进行 N 次采样, 采样速率为 $\frac{1}{T_s}$, 则得平均功率的计算公式为

$$P = \frac{1}{N} \sum_{h=1}^N P_h = \frac{1}{N} \sum_{h=1}^N u_h i_h$$

式中: u_h 、 i_h 分别为被测电压、电流的第 h 个采样值。

两个采样保持电路同时采样, 得到同一时刻的电压数值和电流数值, 经模拟多路调制器分时进行模/数转换, 其结果送入微处理器即微机系统, 这样, 可得到 N 个离散的瞬时功

率采样值 $P_h (h = 1, 2, \dots, N)$, 接下来, 再由微机系统按公式进行累加计算, 便可得到平均功率的大小。

采样计算式数字功率表可用于直流至 1kHz 频率范围内功率的测量, 其准确度可达 0.01% 。

7 数字频谱分析仪

7.1 数字频谱分析仪的工作原理

7.1.1 数字滤波式频谱分析仪

图4.8-11中提供的是一种数字滤波式频谱分析仪的原理框图。与模拟式的相比, 它以数字滤波器代替模拟滤波器, 滤波器前加采样保持电路和模/数(A/D)转换器, 控制器和时基电路操控滤波器中心频率顺序改变。

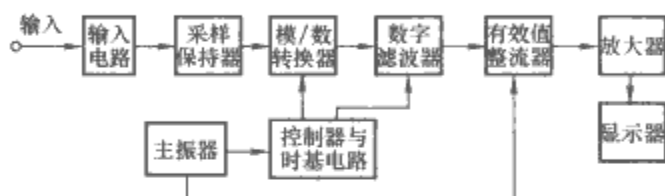


图 4.8-11 数字滤波式频谱分析仪原理框图

7.1.2 傅里叶变换式频谱分析仪

傅里叶变换式频谱分析仪, 由于应用了快速傅里叶变换算法, 又称快速傅里叶变换(FFT)式频谱分析仪。它是一种数字式频谱分析仪, 其原理框图如图4.8-12所示。

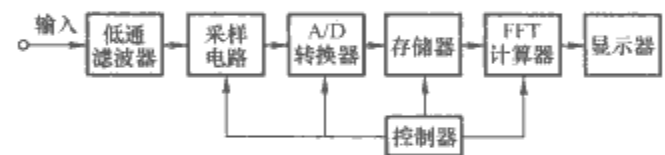


图 4.8-12 FFT 式频谱分析仪原理框图

由于这种频谱分析仪是利用微机完成的频谱分析, 因此具有测量准确度高、速度快、测量频率范围宽及功能全等优点。同时, 它克服了诸如多通道滤波式频谱仪电路元器件及固态滤波器太多, 带宽(滤波器折通式阻带)难以做得很窄而致使灵敏度和分辨力(频谱分析仪能区分的最小频率谱线间隔)都较低, 以及扫频滤波式频谱分析仪的电调谐滤波器损耗大、调谐范围窄和一些其他种类模拟式频谱分析仪的缺点。

7.2 数字频谱分析仪在电力谐波分析中的应用

数字式频谱分析仪可用于许多学科领域和工业生产的方方面面。这里仅基于现代电工技术领域日益突出的谐波问题, 简介相应的数字频谱分析仪即电力谐波分析仪的应用及其功能。

随着冶金工业、化学工业及电气化铁路的发展, 供电系统中的非线性负荷如电弧炉、电解铝装置、电气机车等猛增, 致使大量谐波涌入供电系统, 导致电网电压、电流波形严重畸变。谐波还由诸如不间断电源(UPS)、电动机变频调速、整流装置等现代固态电源转换设备以及节能装置、家用电器的使用而引起。要改善供电质量, 就应首先对谐波干扰进行快速、准确地测量。

测量电力谐波的专用仪器是电力谐波分析仪。图4.8-13中列举了电力谐波分析仪的一些典型应用场合。

现在的电力谐波分析仪的功能已十分齐全, 可以显示所测量电压、电流的频谱图, 电压、电流的时域波形, 电压、电流及功率的31次以下各次谐波分量的幅值、相位角、含量百分比等参数, 能测量畸变电压、电流的真有效值, 可自

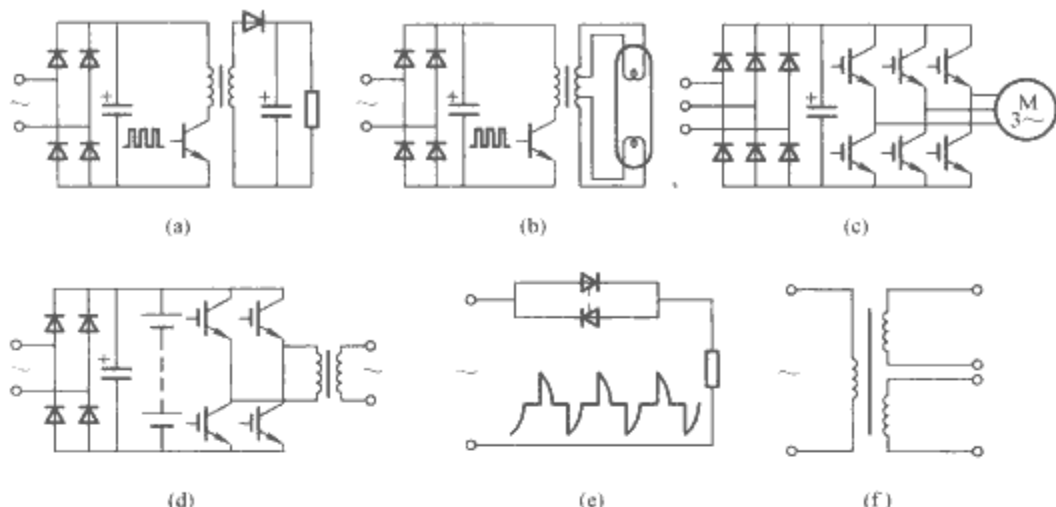


图 4.8-13 电力谐波分析仪应用举例

(a) 开关电源；(b) 电子镇流器；(c) PWM 电动机驱动；(d) 不间断电源；(e) AC 晶闸管控制器；(f) 电力变压器

动计算并显示功率因数、总谐波畸变率、波峰系数等电气参数，自动记录最大值、最小值和平均值。一些电力谐波分析仪还能存储多次的测量数据，可将测量结果经数据接口直接送入微机或打印机，还具有查询故障信息、统计分析不同地域的谐波状况及其来源的功能等。

8 数字示波器

随着实现技术水平的不断提高，数字示波器的功能不断增强，且为满足不同测量场合使用需求，具有不同技术指标、不同功能特色或功能组合的数字示波器产品不断增多，在产品名称上有数字示波器、数字存储示波器、实时示波器、采样示波器、数字荧光示波器等。由于足够强的对被观测信号波形信息的存储能力早已成为各种数字示波器的共有特征，故现在更倾向于将它们统称为数字示波器。

8.1 数字示波器的工作原理及构成

数字示波器可直接进行数据处理、被测信号波形存储；能捕捉和显示瞬态单次信号，例如毛刺；可观察触发点之前的信号。它具有模拟示波器无法比拟的重复性和准确度，并具有计算机 I/O 口和硬拷贝等功能。

数字示波器主要由控制、取样存储和读出显示三部分功能单元组成，如图 4.8-14 所示。它们通过数据总线、地址总线和若干控制线互相联系并交换信息。

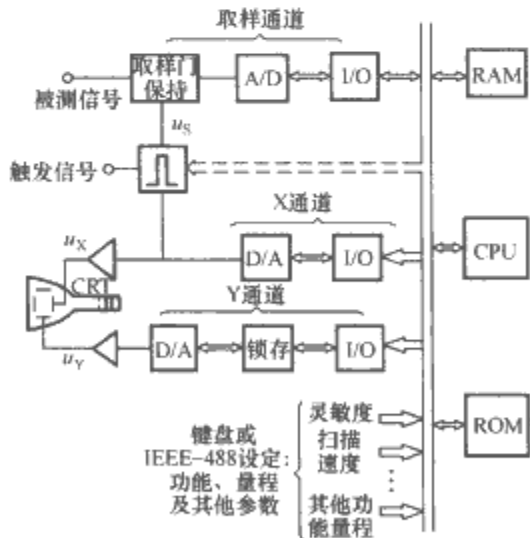


图 4.8-14 微机化数字示波器的主要组成

数字示波器的控制功能单元由键盘、CPU 和只读存储器 (ROM) 等组成。CPU 控制所有 I/O 口、随机存储器 (RAM) 的读/写以及地址总线和数据总线的使用。ROM 内存有仪器管理程序，仪器在其控制下进行工作。用户的各种

要求，通过操作键盘或 IEEE-488 接口通知管理程序，以便设定示波器的灵敏度、扫描速度等参数以及其他测量功能。

数字示波器的取样存储功能单元 (取样通道) 先对被测信号波形进行取样，经 A/D 变换，然后存入 RAM。X 通道在取样存储时用于控制取样脉冲的形成，在读出显示时用于形成扫描阶梯波。当然，也可直接由计算机 (CPU) 产生取样控制信号 (如图 4.8-14 中虚线所示)。

数字示波器的读出显示功能单元用于将存储在 RAM 中的数字化被观测波形的信号重新恢复为模拟信号，并送至 CRT 显示。

数字示波器的取样存储和读出显示速度有几种选择，既可以高速存入、低速读出，也可以低速存入、高速读出。

8.2 数字示波器的主要性能及应用

8.2.1 主要性能

数字示波器的主要性能包括带宽、瞬态响应 (上升时间)、时间准确度、通道数、通道触发功能、采样率、存储容量/通道、垂直分辨力、输入电压范围、输入阻抗、脉冲参数测量、波形计算以及其他分析功能等。目前，对单次信号，实时示波器带宽达 20GHz，而重复信号，采样示波器的带宽可以达 70GHz 甚至更高。对单次信号，时间测量准确度达 10^{-6} ，而对重复信号，达 $\pm 8\text{ps}$ 。数字示波器的通道数一般有 2~4 个，个别产品的通道数可达 10 个。每个通道的采样率最高达 50GSa/s，单通道存储容量最长可以达到 200M 的点。垂直分辨力一般为 6~14bit。输入电压范围一般为 1mV~100V。一般数字示波器都配有 IEEE-488 接口，具有 53 种脉冲参数测量能力，还有双通道相加、相减、相乘和反相运算以及其他分析功能等。有的数字示波器还有 USB 连接能力；有的还支持打印机、绘图仪和磁盘驱动器，并带有网口。

8.2.2 主要应用

(1) 可长期存储波形。一个通道可存储标准或参考波形并加以保存，实现长期存储，其他通道用于观测需要观测、比较的信号。

(2) 可进行负延迟。数字示波器的触发点只是存储的参考点，不一定是取样存储的第一点。因此，可以利用负延迟功能观察触发点之前的信号，这给显示数据的选择带来了灵活性。这种负延迟功能是检测故障的有效手段之一。

(3) 便于观测单次过程和缓慢变化的信号。数字示波器只要对波形进行一次取样存储，就可以长期保存、多次显示，并且取样存储和读出显示的速度可在很大范围内调节。

因此,数字示波器便于捕捉和显示单次瞬变信号或缓慢变化的信号。这一性能使其在很多非电量的电测量场合得到应用。

(4) 多种显示方式。数字示波器的显示方式多样而灵活,诸如自动抹迹方式和卷动方式等,适合于在一连串的信号波形中寻找所需的信息。在自动抹迹方式下,每满足一次触发条件,其屏幕上原来的波形就会被更新;其所具有的卷动显示方式最适于从缓慢变化信号中找出最关注的部分;其卷动显示通常有两种形式,如图4.8-15所示。

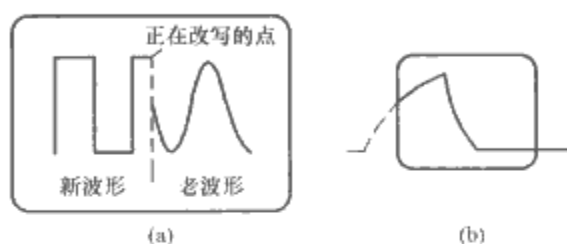


图 4.8-15 卷动显示

(a) 新波形更新老波形; (b) 波形自窗口右端→左端

(5) 便于数据处理。数字示波器可直接进行数据处理。例如,把数据取对数,再经D/A变换后送去显示,则屏幕上显示出的便是取了对数后的波形或曲线。又如,对多个取样值平均后再显示,可以减小随机误差的影响,甚至可从强噪声背景中提取出有用信号,如图4.8-16所示。



图 4.8-16 利用平均技术从噪声中提取信号

(a) 淹没在噪声中的信号; (b) 1000次平均后的信号

(6) 便于扩展功能。微型计算机(包括微处理器、CPU、微控制器等)应用于数字示波器的构建,为其扩展功能提供了条件。例如,可以对所存数据进行快速傅里叶变换(FFT),还可以对信号进行失真度分析、调制特性分析等。此外,在其中的存储器里存入按某种规律变化的数据,再经D/A转换、锁存并循环输出,便可构成一个信号源。

在选择数字示波器时要注意,对单次信号而言,其取样速率通常至少是被测信号带宽的10倍。这样可减少被观测实际信号波形混叠畸变的可能性,且足以识别希望捕获的波形。有些专用于观测单次信号的数字示波器,由于利用了数字信号处理技术,其取样速率只为信号带宽的4倍就能消除混叠现象,且同样能给出准确的测量结果。

9 取样示波器

取样示波器的基本原理是利用欠采样技术,将高频、快速的重复信号变换为低频、慢速信号,再以通用示波器显示方法将取样变换后的信号显示出来,即取样示波器解决了通用示波器频带窄的问题,其频带可达50GHz。

利用欠采样技术变换信号的过程,可用图4.8-17所示的时间波形来说明。被测高频周期信号在取样脉冲出现时被取样。为使取得的样值能表征被测信号瞬时幅度的变化情况,在每次取样时,取样脉冲应比被测信号等效延迟时间 Δt ,以便使取样脉冲扫遍被测信号的波形。由于取样后的信号是一串幅度代表被测信号幅度的窄脉冲,故取样后的信号

包络完全相似于被测信号的波形,只是时间亦即周期被大大拉长,速度明显减慢。设被测信号的周期为 T ,则速度减慢的倍数为

$$n = T/\Delta t \quad (4.8-7)$$

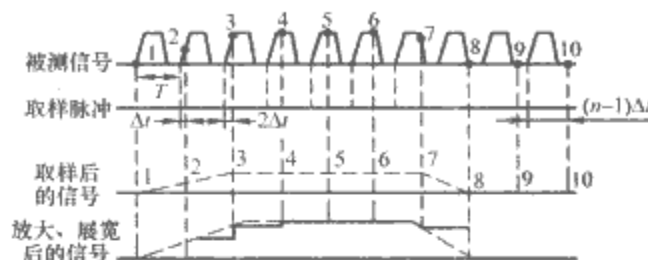


图 4.8-17 取样示波器的取样过程

10 万用示波器

10.1 万用示波表的定义和特点

万用示波表是近年研发出的一种新型检测、维修用工具型数字式电工电子仪表。顾名思义,万用示波表具有数字示波器、数字万用表及无纸记录仪的主要功能,既可以完成对被测信号波形的显示、单次快变信号的捕获,信号峰峰值、平均值、有效值、频率、周期等特征参数的提取,所需信号信息的自动计算与处理,也能够测量电压、电流、电阻、二极管正向压降,判断被测电路的开路、短路状态等,且体积小,质量轻(含可充电电池的总质量小于1.5kg),可以单手持操作,携带方便,使用也很可靠,因而也被称为掌上示波表或工业示波器,非常适用于对电气设备的现场安装调试、故障快速诊断排除、仪器设备运行状况监测、日常检查维护以及野外移动作业等。

随着电工测量、大规模集成电路芯片制造等技术的不断进步,万用示波表也陆续有新产品推出,其中的示波器功能的性能指标直逼实验室用台式数字示波器,从而进一步扩大了它的应用范围。

10.2 万用示波表举例

美国研制生产的F190系列万用示波表外形如图4.8-18所示,其具有以下主要功能和特色。

(1) 双通道。两个通道具有独立的模/数转换器,是彼此独立的浮点地隔离通道;在示波记录模式下,每个通道有27500点的记录长度,可自动捕获和重现100个屏幕,可方便地用于同时测量两个不同信号的场合。

(2) 多种带宽选择。可提供高达200MHz的带宽输入,用以准确、可靠地捕获高频信息;对较低带宽的应用需求,也可选择60MHz和100MHz的具体型号,既可以享受同样先进的功能,又无需为多余带宽支出额外费用。

(3) 能观察被测信号细节。利用2.5GSa/s的最大实时采样率和40ps的分辨率,可以看到瞬间所发生情况的具体细节。

(4) 以深存储实现高分辨率示波记录。每个通道可存储27500个点,可进行长达30h的高分辨率事件记录,能捕获到小至50ns的快速间歇或毛刺。连续滚动模式下,可存储



图 4.8-18 F190系列万用示波表外形

像运动曲线、UPS、供电或电机起动等事件。其具有的图像放大功能，使看到信号中最细微的变化成为现实。对事件的记录也可先行存储，之后再作分析。

(5) 触发模式先进。可灵活地选择自动或手动触发模式，以捕获任意被测信号。利用具有的即触即测功能，可快速和方便地实施多点测试。手动触发模式中包括有延时、视频和脉宽触发等。一个完全隔离的外部触发通道可对两个输入信号进行同步处理，从而可实现对这两个信号之间时间关系类故障的检测。

(6) 分析功能强大。对波形示波记录 and 趋势绘图结果的分析，可借助其自动测量、光标读数、图像放大和实时时钟等功能直接在测试现场进行，也可回到办公地点再加以处理。2 个记录和 10 个波形屏幕可被存储、打印或经接口下载入微型计算机。

(7) 量程宽。每个通道都满足两类 1000V 安全认证；所配备的标准探头覆盖了从毫伏级到千伏级的测试应用。

(8) 功能多。集示波器、万用表及无纸记录仪的主要功能于一身，使用方便、灵活；配备的可充电镍氢电池可保证其连续 4h 操作；具有的节电和自动关机功能，可使其工作时间更长。

(9) 自动捕获和重现 100 个屏幕。及时按下它的“Replay”键，即可追踪先前发生的事件。在通常情况下，可连续记录最新的 100 个屏幕。每当一个新的屏幕被捕获时，相对最老的屏幕便被自动刷新。可在任意时刻冻结最新的 100 个屏幕，通过滚动方式一屏一屏地观察，或作为动态图形连续重放；也可利用光标读数作进一步分析。利用所具有的触发能力，可捕获多达 100 个特定事件。双通道各自捕获的 100 个屏幕，均带有独立的时间标记，便于存储、重现或下载入微型计算机。

11 数字闪变仪

对于闪变的测量，有闪变预测法和直接测量法。闪变预

测法只能简单估计一台或多台新启用的设备投入运行时，供电系统能否接受；而当用电设备投入运行后，预测法已无法确切知道供电系统中电压闪变值的具体大小，因此，只有在供电系统的公共节点处实施直接测量，才能得到准确的电压闪变情况。

用于直接测量电压闪变的仪器有很多种类型，限于篇幅，这里仅提供国际电热协会 UIE 推荐的数字式闪变仪和 VFF-1 型数字闪变仪；有关日本 ΔV_{10} 闪变仪、英国 ERA 闪变仪和法国 EDF 闪变仪的工作原理等，请参见参考文献 [10, 11]。由于电压闪变通常是电压波动引起的，是电压波动诱发的，故从测量原理上讲，测量电压闪变就一定会先涉及电压波动，因此，不少类型的闪变仪通常也具有测量电压波动的功能。

11.1 UIE 数字闪变仪

UIE 数字闪变仪原理框图如图 4.8-19 所示。由图 4.8-19 可见，UIE 数字闪变仪由电压波动信号测量和数字信号处理两大功能单元组成。前者主要由硬件电路实现，完成供电电网电压与本仪器的隔离、自动换挡、自动稳幅（经调整增益实现）、平方率解调以及解调滤波等功能，其输出即为电压波动信号。该信号再经 A/D 转换后，由单片机实现数字视感度加权滤波、平方及平滑滤波等，即完成对灯-眼-脑链的响应特性的仿真，从而得到瞬时闪变视感度 $S(t)$ 。最后，对 $S(t)$ 进行统计处理，完成对闪变严重程度的估计与评定。有关该闪变仪的具体工作原理即所依据的测量方法及其实现等，还可参见本篇第 3 章的 8。

11.2 VFF-1 型数字闪变仪

这种类型的数字闪变仪以单片机为核心，并适当配置若干接口部件组成，其工作原理框图如图 4.8-20 所示。

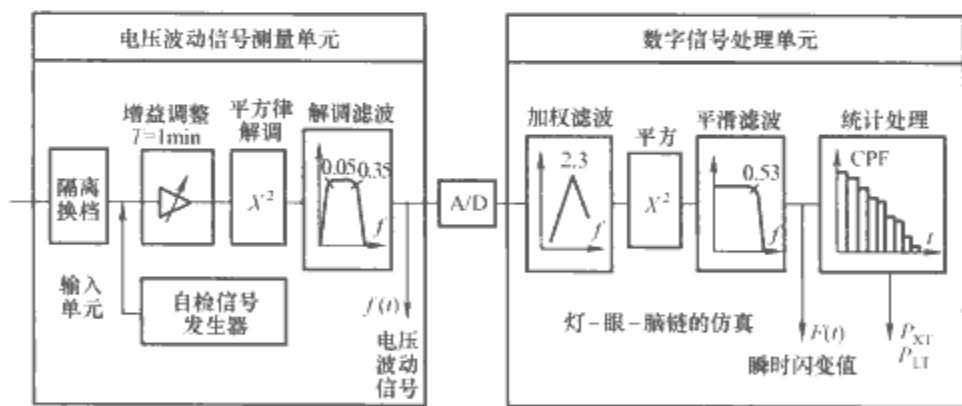


图 4.8-19 UIE 数字闪变仪原理框图

图 4.8-20 中，对被测电网电压 $u(t)$ 有效值的计算，是将其当作理想的周期函数看待，对其每个工频周期的波形进行 32 次等间隔采样，即

$$U = \frac{1}{32} \sqrt{\sum_{i=1}^{32} u_i^2} \quad (4.8-8)$$

式中： U 为被测电压的有效值； u_i 为 $u(t)$ 一个波形周期中第 i 个采样点的值。

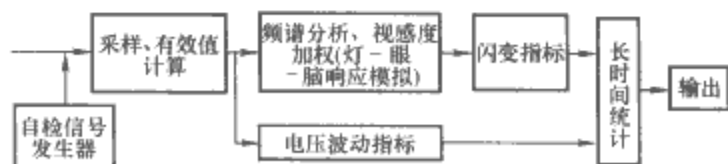


图 4.8-20 VFF-1 型数字闪变仪工作原理框图

电压波动 ΔV 和电压闪变 ΔV_{10} 的计算，完全按照相关

的定义，即

$$\Delta V = \frac{\text{1min 内电压有效值曲线的最大值与最小值之差}}{U_N} \quad (4.8-9)$$

$$\Delta V_{10} = \frac{\sqrt{\sum (a_f \Delta U_f)^2}}{U_N} (\%) \quad (4.8-10)$$

式中： ΔU_f 为电压有效值曲线中频率为 f 的正弦分量的有效值； a_f 为电压有效值曲线中频率为 f 的正弦分量的视感度加权系数； U_N 为额定电压值。

从我国的相关国家标准中，可以查到视感度系数的部分取值，而其他所取参数的取值，可通过抛物线插值等方法求出。这里， ΔV_{10} 意指折算到 10Hz 的闪变值。日本的数字闪变仪就是按照要测出 ΔV_{10} 来设计的。

VFF-1 型数字闪变仪硬件设计框图如图 4.8-21 所示。

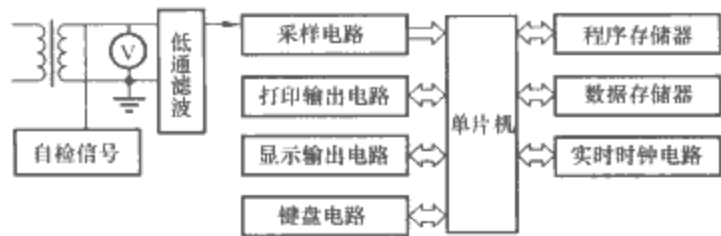


图 4.8-21 VFF-1 型数字闪变仪硬件设计框图

VFF-1 型数字闪变仪的软件，可分为监控、实时数据采集及有效值计算、 ΔV 和 ΔV_{10} 计算、统计分析处理、打印输出等 5 个部分。其中， ΔV_{10} 计算包括频谱分析和视感度加权等；统计分析处理部分筛选出前 6 个最大值（测量次数 > 50 ）或前 3 个最大值（ $50 > \text{测量次数} > 10$ ），并输出统计评定数据。

VFF-1 型数字闪变仪的主要功能包括以下几点：

- (1) 单通道实时测量 380V、220V、100V、 $100/\sqrt{3}$ V 共 4 个等级的电压（任选）。
- (2) 可同时测量电压波动值和闪变值，也可单独测量电压波动值。

(3) 可以即时测量，也可以定时、定次数连续测量。以即时方式，可测出起动 1min 的电压波动值和闪变值；采用定时、定次数连续测量方式，可连续测量 1~99 次（任选），间隔 1.5~40min，其中只测电压波动时，间隔为 1min。

(4) 内部具有自检信号，可随时检查本仪器是否处于正常状态。

(5) 每次测量时，面板即时显示测得结果，并可打印输出测量时间、测量方式和测得结果。在即时测量方式下，还可打印电压有效值曲线。在定时、定次数连续测量方式下，还可打印输出统计分析处理数据结果及相应的随时间变化的曲线。

(6) 在定时、定次数连续测量方式下，可显示待测次数，并在测量结束后可重复打印测得结果。

(7) 在定时、定次数连续测量方式下，可随时结束测量并打印测得结果。

(8) 具体测量范围是：电压波动 0%~28%（相对于额定值）；电压闪变 0%~9.99%（相对于额定值）；频谱分析的分辨力为 0.0167Hz。

第9章 微机化仪器及应用

自20世纪70年代初第一款微处理器问世以来,微计算机技术发展迅猛。在微型计算机、大规模集成电路制造、软件、计算数学、网络、数字通信、总线、数字化测量、转换接口等理论和技术的推动和积极推动下,电工电子测量仪器和系统呈现出新的活力并取得了长足进步,相继诞生了智能仪器、CAMAC仪器、模块化仪器、GPIB仪器、PC仪器、虚拟仪器、VXI仪器、PXI仪器、USB仪器、LXI仪器、网络化仪器、网络化虚拟仪器、仪器设备网络等。它们均是基于微型计算机(包括PC、微处理器、单片机、微控制器、嵌入式系统、工控机等)的现代仪器仪表及其由它们组合形成的合成仪器或测试系统,而且软件在其中发挥着十分重要甚至是决定性的作用。正是由于这些仪器具有这些共同的技术特征和特点,完全有理由将它们统统归入所谓微机化仪器即基于微计算机技术构建的测量仪器及系统的范畴。

从另一个角度看,上述列举的诸多仪器概念中,智能仪器的概念具有重要地位。因为在20世纪七八十年代,当仪器刚刚出现能代替人力完成重复计算、复杂运算和初等逻辑判断的功能时,人们就急切地给其冠以了“智能仪器”的名称。这之后,经过约30年的发展,硬件仪器或硬件与软件相融合、相互补而制成的仪器不断更新、完善和进步,上述各种仪器概念不断出现,其实质可理解为测量仪器技术水平的进一步智能化,且均可被认为是体现了智能化水平不断提高、智能能力不断增强,进而其应用领域和适用范围不断扩大。因此也可以说,它们不外乎更充分地体现了智能仪器这个概念的实际内涵在不断拓宽、不断丰富。

仪器的归类与划分会有不同,但把各种仪器的概念、技术性能及应用等写清楚才最为重要。因此,本章不论及不同的仪器分类和相关参考文献中这部分内容的不同撰写架构都是处于何种考虑、哪种更为合适,而就以本章标题为主线,集中介绍微机化仪器及其自动测试系统,并侧重给出若干它们在电气工程领域应用的实例。本章在具体表述上,有时也将微型计算机称为微计算机或计算机或PC机。

1 智能仪器及应用

1.1 智能仪器的基本概念

智能仪器或称智能仪器仪表,是计算机技术与测量技术相结合的产物,它可借助计算机硬件条件和软件环境,完成人们预先编制好的能自动实现相应测量或测控功能的软件程序,其具有的功能,可替代或延伸人的有关测量的部分脑力劳动。

所谓“智能化”,包括理解、推理、判断和分析,是数值、逻辑与知识的综合分析结果,且经验也蕴涵其中,即它应是知识的表达和应用。按照这样的理解,20世纪七八十年代就被命名的“智能仪器”所具有的智能性能是非常初步的。尽管经过了30年左右的不断进步和发展,现在水平的智能仪器的智能特征也仍与人的智力水平还有相当大的距离。可以说,今天的智能仪器仍处在智能化的低层次水平,

具体就是把微计算机或嵌入式系统与传统仪器仪表结合起来,实现了传统仪器仪表功能的同时,能做到适应被测对象量值的变化,自动补偿,自动选择测量量程,自动校准,自寻故障,自动进行指标判断、分选以及逻辑操作,定量控制和程序控制,实现对数字化被测对象的分析与处理等。

依托于大规模集成电路(LSI)制造和计算机技术的飞速进步,电子计算机从最初的庞然大物缩小到能置入测量仪器并与其有机融合为一体,结果,使测量仪器具有了控制、存储、运算、逻辑判断及自动操作等智能性技术特点,并在测量准确度、灵敏度、可靠性、自动化程度、运用功能和解决测量问题的深度和广度等方面均有了巨大进步,且使得测量仪器更加小型化、功耗更低、构造更为简单、对外界影响更小等均成为现实。

相比于传统的模拟式、数字式仪器,智能仪器在构成上已发生了根本性的改变,变成了以计算机或微处理器为主体,代替了模拟式、数字式仪器中的常规电子线路,即在设计上已从模拟和逻辑电路的设计转变成了专用的计算机模板或计算机功能部件、接口电路、输入/输出通道的设计,以及测量应用软件程序的编制。如此,测量仪器的许多功能也已转变成了由软件实现的数据分析和处理。

综上所述,可以说,智能仪器是以计算机科学、微电子学、微机械学、现代测量方法以及材料科学等为理论基础,完成信息传感、信号检测、信号处理、信号通信及过程控制等任务,具有自学习、自校正、自适应等功能的测量仪器仪表、装置或系统。其原理结构如图4.9-1所示。

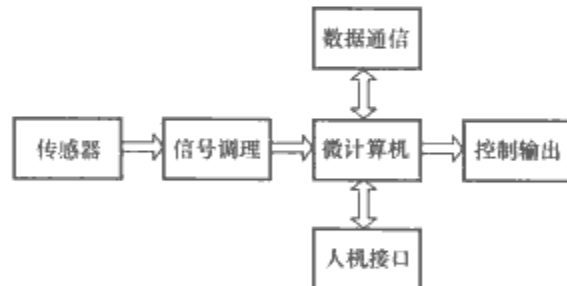


图 4.9-1 智能仪器原理结构

1.2 智能仪器的历史沿革

自1971年世界上出现了第一款微处理器以来,计算机技术得到了迅猛发展。计算机技术向测量仪器制造领域不断渗透,使测量仪器表现出了数字化的特征,取得了巨大的进步。微处理器作为仪器的控制器和运算器,使仪器开始具有智能性的特征,并开始对测量结果的数据处理以及测量仪器的多功能化等方面取得进展。

20世纪80年代中期,基于微处理器的仪器的前面板开始朝键盘化方向发展,即传统仪器上用于调节时基或幅度的旋转度盘、选择电压电流量程的滑动开关、控制测量线路通断的按键等在新型仪器上呈现出逐渐消失的迹象。测量系统的组建趋于机柜形式,并通过IEEE-488通用仪器总线将测得结果传送到测控装置。测量时,可以用典型的计算机语言程序来调整测量的步骤等。这一阶段,不同于传统分立式仪器模式的所谓个人仪器得到发展,即一台基于微计算机的个

人仪器可具有多台传统分立仪器的功能。

这一时期,机械制造业的高速发展使得计算机辅助制造技术进步迅速,它对生产力的提高起到巨大推动作用。而为了对计算机辅助制造的质量进行实时监督,就要求实现对机械制造的整个加工工艺中各重要环节实施在线检测。于是,在生产线和检验室内大量涌现出越来越多的应用了计算机辅助测试技术的测量仪器和设备。

到了20世纪90年代,在高准确度、高性能、多功能测量仪器中,已经很少有还未利用计算机技术的了。同时,伴随着微电子技术、计算机技术水平的进一步提升,基于它们所构建的各种新型测量仪器的智能化程度也不断提高。基于计算机的电工电子装置、设备、系统的不断发展,功能日益强大的同时,它们自身的硬件结构和软件内涵也变得越来越复杂,因此对这些装置、设备、系统的工作状态的检验及故障诊断就显得非常必要,且实际实施起来也相当困难。如果全指望由专业人员来解决问题,不仅耗费时间,而且对量大、多品种、更新越来越快的相应产品的及时检验与诊断也是不大可能的。为了解决类似问题,出现了一种面向以基于微计算机构建的数字化装置的故障诊断仪。这种诊断仪其实质就是一台智能仪器。它通过特定的适配器与被检验、诊断装置或系统相连,在专用软件的支持下对故障进行诊断和检测。这种诊断仪不仅可以确定故障的性质和范围,有时还可精确定位到具体的故障元器件。随着计算机内存容量的不断扩大、工作速度的不断提高,其分析处理数据信息的能力有了增强,这些技术融入智能仪器,便使得仪器对动态信号的分析处理成为现实。智能仪器的信号分析与处理功能以数字滤波或频谱分析为代表,配之以不同的分析处理软件,便可形成各种功能的智能诊断测量仪器。

进入21世纪,智能仪器最大的进步特征是嵌入式系统的采用和与网络技术的有机结合。所谓嵌入式系统,是指嵌入到对象体中实现对对象体智能化控制的专用计算机系统。嵌入式系统软硬件的快速发展并在智能仪器构建上的更多采用,使智能仪器更加小型化,功能更全面,分析处理能力更强,可靠性进一步提高,从而促进了智能仪器进入到更广阔的应用领域。始于20世纪90年代末的民用化网络技术的飞速进步,也为智能仪器功能的拓展提供了有力支撑,有线的、无线的网络化智能测量仪器不断涌现,且覆盖的应用领域和范围也不断拓宽。

可以预见,微小型化、多功能化、更高层次的智能化以及网络化等,是智能仪器技术发展进步的必然趋势。

1.3 智能仪器的主要功能

概括起来,智能仪器可实现的主要功能有:

(1) 自动校正零点、满刻度和切换量程。该功能降低了仪器因零点漂移和特性变化可能造成的测量误差,给仪器的具体使用带来便利,并可提高仪器读数的分辨率。

(2) 多点快速测量。能对多个被测对象进行快速测量,便于及时掌握相应问题的瞬变情况。

(3) 自动修正测量误差。许多传感器的响应特性是非线性的,且受环境温度、压力、磁场等变化的影响,会给测量带来误差。根据这些误差的变化特点和规律,智能仪器依靠相应的补偿软件便可对其加以修正。

(4) 数字滤波。基于对主要干扰信号特性的分析,采用适当的数字滤波算法,智能仪器可抑制常见的诸如低频干扰、脉冲干扰等。

(5) 数据处理。能完成多种复杂运算,实现对测量数据

的整理和加工处理,例如统计分析、查找排序、标度变换、函数逼近、频谱分析等。

(6) 实现所需的控制规律。在测量的基础上,能实现一些甚至是较为复杂的控制规律,例如可进行串级、前馈、解耦、非线性、纯滞后、自适应、模糊等控制功能,以满足测控任务的需求。

(7) 以多种形式输出测得结果。对测得结果,能以数字显示、直方图、曲线或指针偏转、打印、声光报警等形式输出,也可输出多点模拟量或数字量(开关量)信号。

(8) 数据通信。能与其他智能仪器或计算机进行数据通信,以构成不同规模的微机化测量或测控系统。

(9) 自诊断。在使用过程中,可对自身的各组成部分(各功能单元)进行检测,一旦发现故障能立即报警,并显示出故障部位,以便及时排除。

(10) 掉电保护。内部带有备用电池或电源自动切换线路,掉电时,能使备用电池自动向RAM等供电,以保证测得数据不丢失;也可采用Flash存储器替代RAM,存储重要数据信息,以实现仪器的掉电自动保护。

1.4 智能仪器设计实例

1.4.1 智能频率计

图4.9-2为一种智能频率计的原理电路,其主要由单片机、输入通道、闸门、同步控制门、事件/时间计数器和键盘显示等功能电路单元组成。

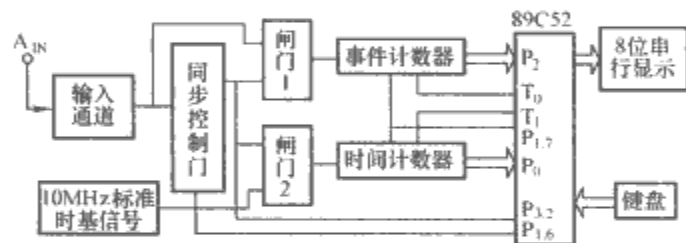


图 4.9-2 智能频率计的原理电路

这种智能频率计以单片机 89C52 为核心,利用其内部的两个定时/计数器(T_0 和 T_1)的计数功能,分别与外部的事件计数器和时间计数器组成24位的计数器,以实现对被测信号频率的测量。具体地,单片机 89C52 的 $P_{1.6}$ 脚负责同步控制门的复位, $P_{1.7}$ 脚负责对外部计数器的清零控制, $P_{3.2}$ 脚则用于检测闸门的开启和关闭。单片机 89C52 的计数器 T_1 对10MHz标准时基信号计数,以计算出计数的时间;而 T_0 则对被测信号的频率计数。进行频率测量时,单片机 89C52 先启动计数器 T_0 、 T_1 ,由 $P_{1.6}$ 脚控制同步触发器输出闸门开启信号,使标准时基信号和被测信号同时开始被计数。事件计数器和时间计数器选用的是8位十六进制计数器,它们计满数后,分别向单片机 89C52 的计数器 T_0 、 T_1 输入计数脉冲。一次计数结束后,关闭闸门。单片机 89C52 经 $P_{3.2}$ 脚确定闸门已关闭,就分别读出两个24位计数器的值并进行处理。如此,在相同时间内,时间计数器和 T_1 由对10MHz标准时基信号的计数值可换算出所测的时间,即闸门开启的时间间隔 T ;事件计数器和 T_0 由对被测信号频率进行的计数得到计数值 N ;将 N 与 T 做除法运算,便可得到被测信号的频率值。最后,把测算出的频率值输出到显示器上显示,就完成了对被测信号频率的测量。

这种智能频率计在测算方法上采用的是等精度法,其可实现对0~20MHz信号频率的测量。有关这种智能频率计的具体电路构成等可参见参考文献[22]。

1.4.2 智能交流电量测量仪

智能交流电量测量仪原理电路框图如图4.9-3所示。它

的主要测量参数有三相供电系统的电压、电流、有功功率、无功功率、功率因数、电能量、频率等，还可录制故障信号波形。

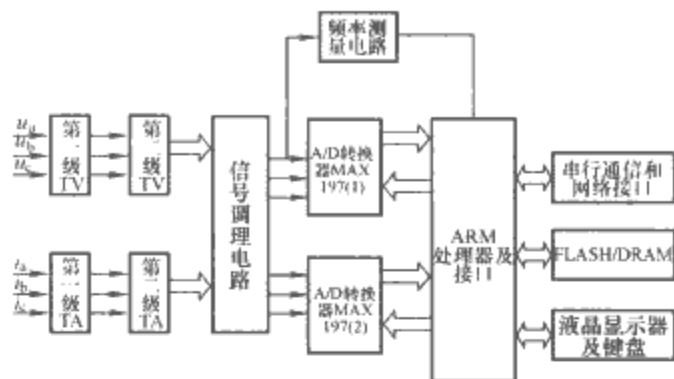


图 4.9-3 智能交流电量测量仪原理电路框图

交流电量测量仪的基本功能，就是以一定的方式对被测电压、电流的瞬时值进行交流采样，再按一定的算法计算出相应的电参数或电参量。交流采样应用范围很广，相应算法有很多种。按所确立的数学模型的不同，交流采样算法大致可分为正弦函数模型算法和非正弦函数模型算法。其中，正弦函数模型算法包括最大值算法、单点算法、半周期积分算法、两点乘积算法和三点拟合算法等；非正弦函数模型算法包括均方根算法、傅里叶算法、基于复序列的 FFT 算法及小波算法等。

在所举例的智能交流电量测量仪的构建中，具体选用了半周期积分算法。该算法仅利用半个工频交流周期内被测信号的数据信息，亦即在半个工频交流周期内就完成相应的计算，响应速度较快。应用这种算法，当被测信号中含有较高次的谐波分量时，为保证测算的准确度，就要求以足够高的采样速率采集被测信号，即对测量仪的硬件要求较高。对此，智能交流电量测量仪选用 12 位高速 A/D 转换器对同相的被测电压、电流进行采样，并以功能强大的嵌入式微控制器实施智能控制，切实提高了对数据信息的分析处理速度，完全能够满足采用半周期积分算法对测量仪硬件的要求。

该智能交流电量测量仪选用的嵌入式微控制器是韩国某公司生产的 S3C4510B，其内置有基于 ARM 公司研发的 ARM7TDMI 核，既可执行 32 位的 ARM 指令，也可执行 16 位的 THUMB 指令；它采用 3.3V 直流电压供电，操作频率最高达 50MHz；其内部有一个以太网控制器，支持 100Mbit/s 和 10Mbit/s 两种数据传输速率，且还可于半双工和全双工模式下工作，从而使智能交流电量测量仪具备了强大的网络通信能力。有关这种智能交流电量测量仪的算法实现、电路构成和网络通信等功能的实现方案等，可参见参考文献 [23]。

2 虚拟仪器及应用

20 世纪 80 年代中期，随着计算机和微电子等技术的迅速发展，以及人们为更好、更快地解决复杂测量（测试、测控、检测）问题而对它们的积极采用，计算机软硬件和总线等在推动复杂测量问题解决中扮演的角色越来越重要。人们期望测量仪器的功能应越来越多，现代测量控制任务对计算、智能控制及大量数据快速处理等的要求日益强烈，而由厂家一经制造好功能就被固化而不可改变的传统仪器无法满足上述需求。于是，用软件代替硬件，以使得仪器的测控功能灵活可变且更为强大多样等，就成为了仪器仪表技术发展的必然趋势。始于 20 世纪 70 年代的软件逐渐成为仪器和测量技术进步的重要特征，20 世纪 80 年代中期，美国国家仪

器公司（NI 公司）提出了“软件即仪器”亦即虚拟仪器的概念。

传统意义上的智能仪器主要在实现仪器功能上采用某种计算机技术，而虚拟仪器则直接定位在基于通用的计算机技术实现测量仪器的功能。作为虚拟仪器核心的软件系统具有通用性、通俗性、可视性、可扩展性和易升级性等特点，能为用户快捷地构建测量环境带来很大便利。虚拟仪器伴随着计算机、总线、微电子技术以及能更灵活、便利地实施测量的需求等而产生，并且仍在随着这些技术以及数字信号处理器（DSP）、数字通信和网络等技术的发展而不断进步。

2.1 虚拟仪器的基本概念

虚拟仪器（Virtual Instrument, VI）是虚拟现实技术在仪器仪表和测量技术领域的重要应用，它基于不断发展进步的计算机硬件、软件和总线技术，由计算机硬件资源、模块化仪器功能硬件和用于数据分析处理、过程通信及构建图形化用户界面的软件有机结合而组成；是以计算机作为统一硬件平台，并按操作计算机的方式使用的模块化、软件化的仪器。如果作进一步的说明，虚拟仪器是以计算机作为统一硬件平台，充分利用计算机具有的计算、存储、回放、调用、显示以及文件管理等基本智能化功能和资源，同时将传统仪器的专门化功能和操作前面板控件加以软件化，使之与计算机有机结合、融为一体的一种全新仪器。鉴于仪器的专门化功能和前面板控件均由软件形成，因此国际上将这类仪器称为虚拟仪器。由于一台这种新型仪器通常具有了多台传统仪器的功能，甚至还兼有传统仪器无法实现的功能，故有时也称这样的仪器为“仪器系统”。

虚拟仪器是基于计算机的测量仪器，因此它必然与计算机相关技术的发展密切相关。同时，虚拟仪器是测量仪器，故它一定具有鲜明的测量仪器特征，这些特征具体主要由虚拟仪器的软件界面来体现。

2.2 虚拟仪器的硬件系统

虚拟仪器的硬件系统一般分为计算机硬件平台和测量（测试、测控）功能硬件。

计算机硬件平台可以是各种类型的计算机，如 PC 机、工控机、工作站、笔记本电脑、嵌入式系统、网络计算机、微处理器、CPU 等。计算机管理着虚拟仪器的硬、软件资源，是虚拟仪器的硬件支撑。计算机技术在显示、存储能力、处理性能、总线标准、网络化、网格化等各方面的发展和进步，都推动着虚拟仪器技术水平的不断提升。

目前，按照所遵循的规范和总线标准的不同，虚拟仪器测量功能硬件可分为 GPIB、VXI、PXI、DAQ 和 LXI 五种标准体系结构。虚拟仪器的测量功能硬件，可以是一台独立的有控制面板的仪器，也可以是一台没有控制面板的独立仪器，或者是一个既无机壳又无控制面板的板卡（插卡）；从参与构建更大仪器系统或测试系统的角度看，它们也称为单元或模块。虚拟仪器测量功能硬件与计算机的有效连接以及不同虚拟仪器测量功能硬件相互间的连接等，必须有相应的规范和总线标准，包括总线接口、电气特性、机械特性、电磁兼容性、系统资源管理、通信规程等。因此，不同的虚拟仪器体系结构，要遵循不同的规范和总线标准，且这类规范和总线标准随着技术的不断进步会有补充和翻新，从而也在很大程度上决定着虚拟仪器和现代测试系统的发展和进步水平。图 4.9-4 给出的是虚拟仪器的构建结构。

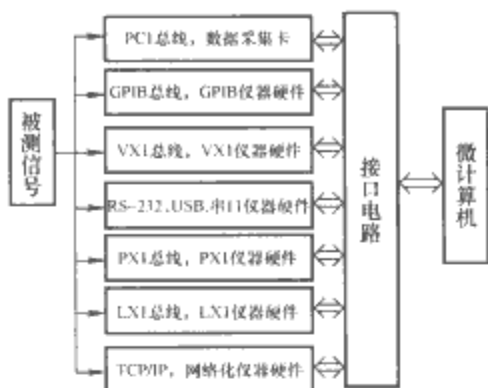


图 4.9-4 虚拟仪器的构建结构

2.2.1 CAMAC 仪器系统

20 世纪 50~60 年代，在原子能与核物理领域的科学研究中，迫切需要有将计算机与测控仪器结合在一起、能够实现高精度实时数据采集和处理的综合仪器系统。由英、美等国研制并几经修改和补充，1975 年，IEEE 和 IEC 正式接受了所谓 CAMAC 标准——标准模块化仪器和数字接口系统。基于 CAMAC 总线构建的仪器系统的最突出特点是模块化——任何 CAMAC 仪器系统都由各种仪器功能模块组成；不同厂商制造的仪器功能模块都遵循同一个标准，可以插入同一个标准机箱中。一个 CAMAC 仪器机箱有 25 个站，又分普通站和控制站，控制站一般占用 2 个站。机箱背板装有 25 个 86 芯的插座，每个插座对应一个站。各仪器功能模块通过 86 芯插座与背板的总线（数据路）相连。总线标准和所用插件均与计算机的类型无关。

CAMAC 总线是 CAMAC 机箱的重要组成部分，也是 CAMAC 标准的核心内容。CAMAC 总线由 86 条信号线组成，其中，普通站有 10 条命令线、2 条定时线、48 条数据线（读、写信号线各 24 条）、4 条状态线、3 条公共控制线、5 条非标准线和 14 条电源线，控制站有 33 条命令线、27 条状态线、3 条公共控制线、7 条非标准线和 14 条电源线。CAMAC 总线上的信号传输采用负逻辑形式的 TTL 电平。此外，CAMAC 总线标准还定义了并行分支总线和串行总线，用于将单机箱系统扩展为多机箱系统。

基于 CAMAC 总线的仪器系统可大可小，大的可容纳 62 个机箱，而 1 个机箱就有 368 个测量点；小的仅需 1 个机箱即可。此外，CAMAC 总线标准是公开的，无需许可证或其他授权就可使用。

基于 CAMAC 总线的仪器系统具有标准化程度高、数据传输率较高等特点，在核工业、航空航天、国防军工、工业控制、交通管理等领域曾得到广泛应用。但 CAMAC 总线仪器系统造价较高，且其总线标准中缺少专门用于仪器的触发线、同步时钟线，而且对电磁屏蔽的考虑也不充分，再加上限于当时的计算机技术水平，其指令传输速率仅为微秒级，这些都致使其性能的扩展和应用受到限制。如今，基于 CAMAC 总线标准的仪器系统已基本被淘汰。

2.2.2 GPIB 仪器系统

GPIB 仪器系统遵循 GPIB 总线接口标准。GPIB 总线是为智能仪器、计算机及其他装置相互间连接提供的一种公共接口总线。因 1975 年被电气与电子工程师协会（即 IEEE）承认并定义为国际通用的外部接口总线标准（IEEE-488），又称为 IEEE-488 接口总线（IEEE-488 后又有 IEEE-488.1 和 IEEE-488.2 等版本）。到目前为止，大多数智能仪器都配有遵循 IEEE-488 标准的 GPIB 接口。典型的 GPIB 仪器系统包括一台计算机、一块 GPIB 接口卡和若干台 GPIB 仪器。在 GPIB 仪器系统中，每台 GPIB 仪器有单独的地址，由计

算机控制操作；仪器的增减或更换，只需计算机控制软件作相应改动。但是，GPIB 仪器系统的数据传输速度较低，最高不超过 1Mbit/s，不适合对系统速度要求较高的应用。图 4.9-5 中给出了 GPIB 仪器系统原理框图。

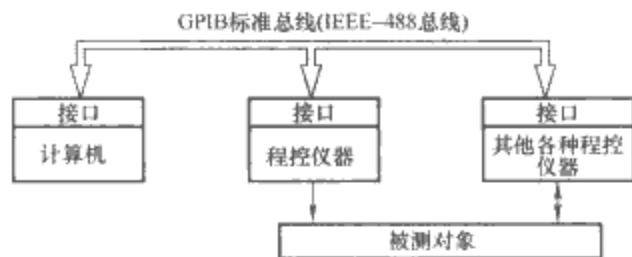


图 4.9-5 GPIB 仪器系统原理框图

2.2.3 VXI 仪器系统

VXI 仪器系统遵循 VXI 总线接口标准。VXI 总线是将 VME 总线标准加以扩展，以适用于仪器领域而推出的一种总线标准。它是 1987 年基于 VME 总线、Eurocard 标准（机械结构标准）和 IEEE-488 标准，由多家世界主要仪器制造商共同制定的开放性仪器总线标准。依据这个标准构建的 VXI 仪器系统可包含 256 个测量功能硬件设备，由主机箱、零槽控制器、专门仪器功能模块以及驱动软件和系统应用软件等组成。基于 VXI 总线接口标准，这种仪器系统的功能模块可随意更换并具有即插即用的特性，即可以很方便地组成新的仪器系统。图 4.9-6 为典型 VXI 仪器系统外观。



图 4.9-6 典型 VXI 仪器系统外观

2.2.4 PXI 仪器系统

PXI 仪器系统遵循 PXI 总线接口标准。PXI 总线是 NI 公司于 1997 年发布的一种开放性、模块化仪器总线标准。PXI 总线是将 PCI 总线标准加以扩展，以适用于仪器领域而推出的一种总线标准。具体地，PXI 是通过在 PCI 内核技术上增加用于多个测量功能硬件板卡同步的触发总线和参考时钟，用于精确定时的星形触发总线以及用于相邻测量功能硬件板卡间高速通信的局部总线等，来满足测量及仪器正常发挥功能要求的。此外，PXI 总线接口标准还兼容 Compact PCI 机械规范，并增加了主动冷却和环境测试等要求，从而更可靠地保证了以多家厂商生产的测量功能硬件板卡或仪器模块组成虚拟仪器系统时，它们之间能具有很好的互操作性和易集成性。图 4.9-7 为 PXI 仪器系统外观。

2.2.5 基于数据采集（DAQ）板卡的仪器系统

数据采集板卡是基于 PC 机标准总线（如 ISA、PCI、USB 等）的数据采集功能硬件模块。利用它，可很方便地构建基于计算机的虚拟仪器，增加了测量仪器及系统建构的灵活性及其功能的可扩展性。随着 A/D 转换技术等的发展，数据采集板卡的采样速率已达吉比特每秒，精度达 24 位，采样通道数最多可达 64 个。在 PC 机上插装数据采集板卡，并配备以必要的传感器、信号调理电路单元和相应的软件，就可以构成一台具有若干功能且功能可方便更换的所谓 PC 仪器。这种数据采集+微计算机式的虚拟仪器，在一定的实时性要求和频率带宽范围内，可享用 PC 机的智能



图 4.9-7 PXI 仪器系统外观

资源，具有智能仪器的测量品质，且还有“一机多用”的特点，可以满足各种一般的电工测量需求。

从确保和提高仪器测控功能的角度出发，有人将数据采集与专门仪器功能（如示波器、任意信号发生器、数字万用表、动态信号分析仪等的功能）组合在一起制成测控功能硬件板卡，并经计算机总线接口与计算机结合组成仪器。这样的虚拟仪器也称基于计算机总线的虚拟仪器。图 4.9-8 是基于计算机（PC）总线的虚拟仪器，其中的仪器插件板卡中含有数据采集单元。

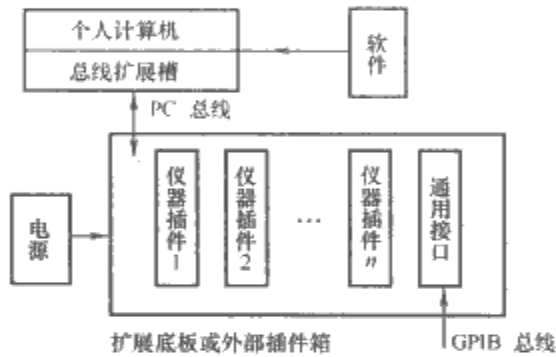


图 4.9-8 基于计算机（PC）总线的虚拟仪器

2.2.6 USB 仪器系统

(1) USB 总线。1995 年，为解决 PC 机传统外设总线不能适应第五代计算机微处理器（相应的 PCI 总线达 32 位；时钟 33MHz；带宽 132~264Mbit/s）的问题，康柏、DEC、IBM 和微软等大公司联合推出通用串行总线 USB（Universal Serial Bus）标准，并成立了 USB 实施论坛（USB-IF），开始推广 USB 的应用。USB 是一种计算机主机（主系统）与外部设备（简称外设）经接口进行通信的协议标准，支持主系统与外设间的数据传输。USB 总线是 4 线电缆，其中一对双绞线（D+、D-）作传输数据的串行通道，另两根线（V_{BUS}、GND）提供 +5V 的直流电源，如图 4.9-9（a）所示。

(2) USB 总线标准及接口特点。①统一了各种接口设备的连接头，如近几年生产的品牌 PC 机的通信接口、打印机接口、显示器输出、存储设备等都装设了 USB 标准接口。②带 USB 接口的外设能够即插即用（即可以在主系统开机运行状态下，随时接入或拆卸下带 USB 接口的外设，而不再需要先行切断电源，也可称“热插拔”）。具体地，对用户而言，第一次接入带 USB 接口的外设时，通过手动或自动安装驱动程序后，就可以使用该外设。③USB1.1 版的低速率是 1.5Mbit/s，全速数据传输率是 12Mbit/s。2000 年推出的 USB2.0 版，将全速数据传输率提高到了 480Mbit/s。④一个 USB 主控制器最多可连接 127 个带 USB 接口的外设。USB 系统的级联结构如图 4.9-9（b）所示。

USB 总线标准的突出特点，就是简化了接口外设与计

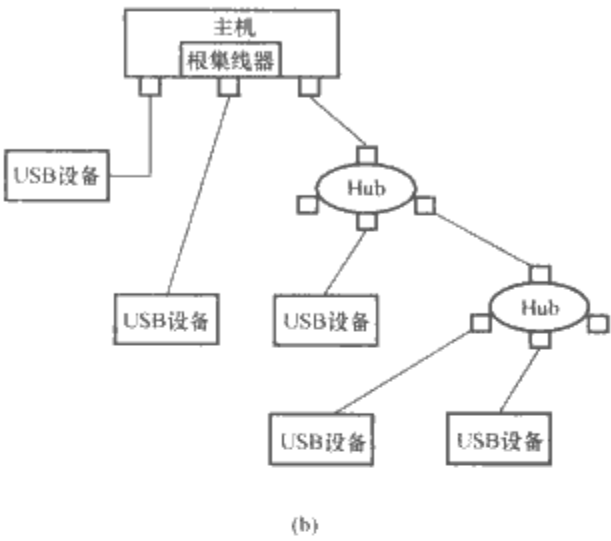
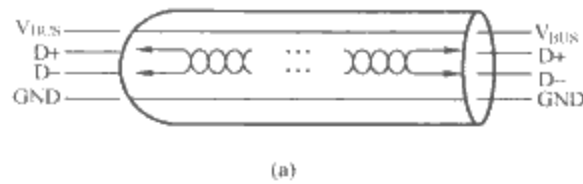


图 4.9-9 USB 仪器系统的基本框架和级联结构
(a) 基本框架；(b) 级联结构

算机主机之间的连线，即仅利用一条协议标准的传输缆线便可串接各种外设，解决了此前计算机主机后面要有一大堆缆线的接线麻烦；而且，采用 USB 总线的最大好处，就是为安装其外设硬件无需重启计算机主机。

(3) USB 总线标准的应用。从 2000 年起，台式 PC 机增加了 USB 接口，笔记本电脑甚至配备了 2 个 USB 接口。到 2005 年，已有数以亿计的带有 USB 接口的 PC 机在运行，有约数以十亿计的 PC 外设和其他设备，包括带 USB 接口的测量仪器即虚拟仪器等已投放市场。正是由于 USB 总线协议标准和接口统一了越来越多的计算机外设或基于计算机而构建的虚拟仪器设备的通信连接，从而进一步促进了带 USB 接口的产品，包括控制器芯片、集成器和桥接器、电缆和连接器、驱动程序、开发工具等的迅速普及；再加上带 USB 接口的虚拟仪器设备亦即 USB 仪器系统具有安装方便、数据传输率较高、容易扩展、即插即用且成本较低等一系列优点，故 USB 仪器系统无疑将越来越多。

(4) USB 仪器系统。USB 仪器系统遵循 USB 总线接口标准。USB 总线标准和接口 1998 年起进入测量仪器的构建，如 NI 公司首先在新型数据采集仪器中使用了 USB 接口，随后，许多世界著名仪器公司也都接纳了 USB 接口。2000 年起，多家大仪器厂商相继推出带 USB 接口的数字示波器。2003 年，安捷伦和 NI 公司在虚拟仪器软件结构（VISA）的 I/O 层增加了对 USB 的支持。从此，USB 接口普遍被台式、便携式、模块式测量仪器即虚拟仪器接受为标准接口之一。传统的 IEEE-488 仪器和 RS-232 仪器，可以通过 USB-IEEE-488 和 USB-RS-232 转换器与台式 PC 机或笔记本电脑连接。



图 4.9-10 NI CompactDAQ 数据采集平台

图 4.9-10 是 NI CompactDAQ 数据采集平台（数采系统）。它是一个基于 USB 的数据采集平台。与 NI 公司原有的数采系统产品相比，这种数采系统增加了 19 个 I/O 模块和若干关键的测量功能。该平台配备上全新的 NI LabVIEW SignalExpress 数据记录软件，在一个交互式且无需编程的平台上为用户带来快速的数据采集、分析和显示功能，为台式、工业现场和生产线上的电气参数测量等，提供了一个简单、完整且强大的数据记录解决方案。

过去的基于 PC 机的数据采集系统，其采集板卡需要占用 ISA 或 PCI 插槽，同时在采集板卡（带调理功能）与传感器之间还有很多线缆，且当需要增加数据采集通道时，受 PC 机插槽数、地址、中断等硬件和软件资源限制，它的可扩展性较差，抗电磁干扰能力弱，安装、拆卸困难，且成本也较高。随着 PC 机配置 USB 接口、USB 标准数据传输率的提高以及 USB 接口芯片价格的下降，使 USB 接插件和总线电缆均较为便宜，从而导致大量基于 PC 和 USB 接口的数据采集测量系统的推出和应用。

近几年，基于 USB 总线的单体式智能仪器以及基于 PC 机、带 USB 接口的虚拟仪器产品明显增多。在分立式智能仪器方面，从最早的基于 USB 总线的数据采集系统，到现在具有不同性能指标的基于 USB 总线的数字万用表、任意波形信号发生器、逻辑分析仪、协议分析仪不断推出，它们均具有体积小、质量轻、性价比高、技术性能适中等特点。

图 4.9-11 为带 USB 接口的 8910C 型便携式电能质量分析仪。这种仪器能测量三相电压（600V）、三相电流（借助电流钳）、有功功率、功率因数、无功功率、电能量、频率偏差、电压偏差、电压波动和闪变、电压跌落，能给出电压、电流的瞬时波形，可分析被测电压和电流的谐波，能画出被测电压、电流的相量图。为使该仪器成为更大测量系统中的一个功能节点，能与计算机或其他智能仪器进行通信，实现数据资源的共享，该分析仪配备有 USB 接口或 RS-485/RS-232C 接口。

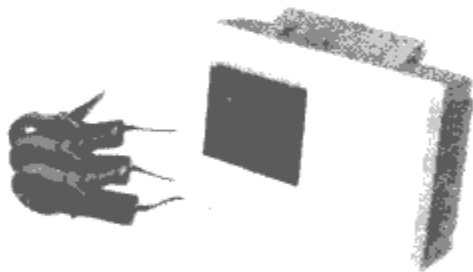


图 4.9-11 带 USB 接口的 8910C 型便携式电能质量分析仪

2.2.7 LXI 仪器系统

2.2.7.1 LXI 仪器系统概况

LXI 仪器系统遵循 LXI 总线接口标准。LXI 总线是安捷伦（Agilent）公司和 VXI 科技公司在整合 GPIB、VXI 仪器技术以及以太网技术基础上，于 2004 年 9 月共同推出的一种总线接口标准。图 4.9-12 是无面板的 LXI 仪器模块，即 LXI 总线仪器具有 GPIB 仪器相似的独立仪器形式，而在物理尺寸上，LXI 仪器模块的高度可采用一个或两个已有标准机架的单位高度，宽度也有半宽机架或全宽机架两种规格。这样的设计使 LXI 仪器模块可以方便地安装在已有的标准机架上，既有模块化的特点，可方便地集成到既往的仪器系统中去，又可作为单独的仪器使用。LXI 仪器模块自带微处理器、LAN 连接、电源和触发输入，而不像 VXI 和 PXI 仪

器模块那样需要昂贵的带有电源、背板、控制器及 MXI 卡的机箱和电缆。LXI 总线仪器系统选用以太网技术作为 I/O 接口，使 LXI 仪器模块可以装在世界上的任何地方，也可从世界的任何地方被访问，且以太网的其他功能均可作为 LXI 仪器系统所利用。LXI 仪器系统在通风散热、电磁兼容等方面的设计也比较简单实用。LXI 仪器模块由计算机控制，省去了显示装置、按键和旋钮，且利用标准的网络浏览器查找问题，以及依托 IIVI-COM 驱动器进行通信，明显简化了系统的集成。LXI 仪器系统的构建模式，不排斥传统仪器和已有系统，对用户以往的投资有所保护，这无疑有益于延长 LXI 的有效生命周期。

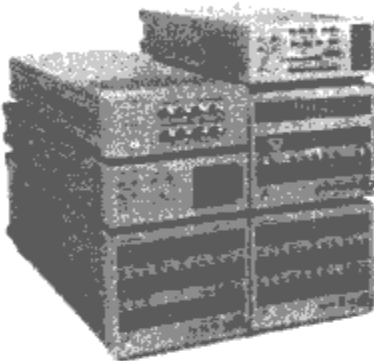


图 4.9-12 无板面的 LXI 仪器模块

2.2.7.2 LXI 仪器的分类及应用

LXI 仪器分为 C、B、A 三个级别：

(1) C 级仪器。LXI 的 C 级仪器详细规定了物理、电气、以太网和网络规范，能通过以太网编程控制。C 级仪器没有规定触发和同步方式，供应商可以为其选择最适合的触发机制。台式仪器很有可能以 LAN 代替 GPIB 作为接口总线，通过对原有台式仪器硬件和软件进行升级，使其具有网页接口、IVI 驱动、支持以太网通信标准，从而具备 C 级仪器的基本特征。LXI 仪器可以与计算机以及其他 LXI 仪器协同工作。另外，无线局域网（WLAN）仪器或者单机远程测量仪器，如用于自治的分布式测量、过程控制及数据采集等场合，那么按 C 级仪器建构是最合适的。

(2) B 级仪器。LXI 的 B 级仪器除具有 C 级仪器的所有功能外，还增加了 IEEE-1588 同步能力，可将 LXI 总线的时钟同步能力提升至 200ns 以内。IEEE-1588 的同步过程如图 4.9-13 所示。主时钟向从仪器发出同步脉冲和启动时间，从仪器接收同步脉冲并记录启动时间；从仪器向主时钟发回时间信息，主时钟计算偏移时间（仪器接收到同步脉冲时间与同步脉冲启动时间之差）；主时钟向从仪器发回各自的偏移时间，从仪器调节自身的时钟，与主时钟进行同步。IEEE-1588 有两种触发模式，一种是直接局域网信息触发，使用 UDP 多点传送或 TCP 点对点传送，将包含触发信号和时间戳的数据包通过局域网接口发送给其他 LXI 仪器，能够实现时间基触发的精确测量。这种触发模式适合于对测量事件的精确控制。第二种触发模式允许 B 级仪器依靠

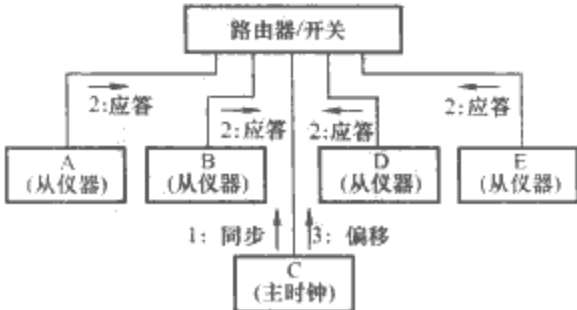


图 4.9-13 IEEE-1588 的同步过程

IEEE-1588 建立的时间基准产生一个精确的时间基触发事件,这对于测量仪器需要按照预先精确规定的时间协同动作一类应用比较适合。

B 级仪器利用 IEEE-1588 协议进行同步,触发是通过时间来设置的,无需通过触发线来执行,非常适用于测量仪器较为分散的分布式测试系统。

(3) A 级仪器。LXI 的 A 级仪器除具有 B 级仪器的所有功能外,还增加了 LXI 触发总线。LXI 触发总线是 8 线的多点低压差分系统 (M-LVDS) 总线,可将 LXI 仪器配置成触发信号源或接收器。触发总线接口也可设置成“线或”逻辑。每个 LXI 仪器都装有输入输出连接器,可供仪器作菊花形连接。LXI 触发总线与 VXI 和 PXI 的背板总线类似,可灵活地配置成星形、混合型连接方式,如图 4.9-14 所示。

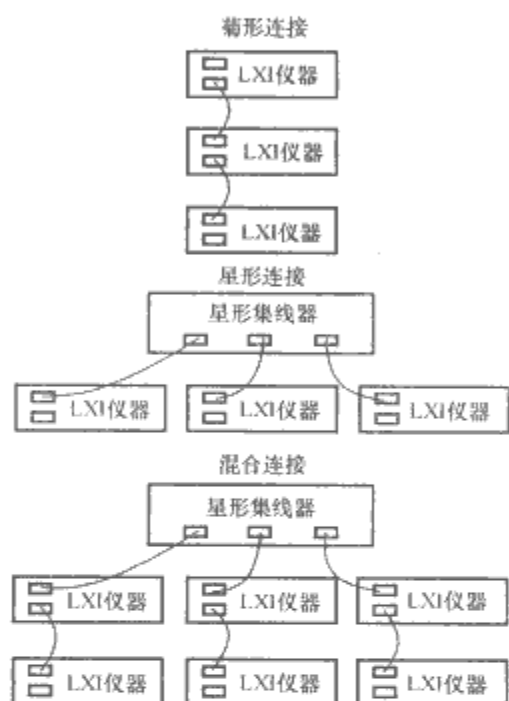


图 4.9-14 LXI 触发总线的三种连接方式

A 级仪器最典型的应用就是合成仪器 (Synthetic Instruments, SI)。SI 是在美国国防部为降低自动测试系统的采购和维护成本、减小测试系统体积、改进测试系统功能的背景下产生的。SI 被定义为:通过标准接口连接一系列基本硬件、软件模块,使用数字处理技术产生信号或进行测量的可重配置系统。图 4.9-15 为基于 LXI 的 RF/MW (射频/微波)合成仪器,由 N8201A 26.5GHz 下变频器、N8211A 20/40GHz 上变频器、N8212A 20GHz 向量上变频器、N8221A 30MS/s 中频 (IF) 数字化仪、N8241A 任意波形发生器等组成,并由触发总线支持模块间的同步和触发。图 4.9-15 中给出的是 LXI 无面板仪器构建模式,非常适合空间受到严格限制的应用场合。

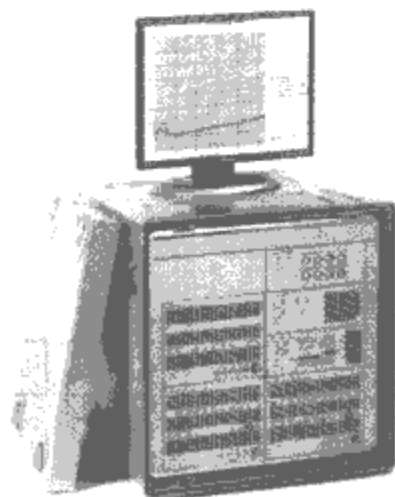


图 4.9-15 基于 LXI 的 RF/MW 合成仪器

2.3 虚拟仪器的软件系统

虚拟仪器的最大特色是,充分利用计算机的硬件和软件资源,从而使本来由硬件仪器实现的功能软件化 (虚拟化),有效地降低了仪器系统的构建成本,同时增强了仪器系统的功能和灵活性。“软件即仪器”概念的确立,鲜明地反映了软件在虚拟仪器及系统中的重要地位和作用。虚拟仪器的软件框架从底层到顶层包括三部分:VISA 库层 (输入/输出接口层)、仪器驱动程序层以及应用程序开发层,如图 4.9-16 所示。

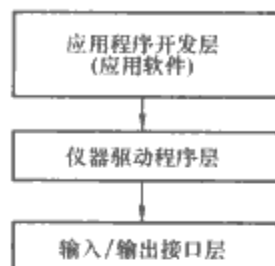


图 4.9-16 虚拟仪器的软件框架结构

VISA 库层即输入/输出接口层,实质上就是标准的 I/O 函数库,亦即虚拟仪器系统输入/输出接口软件库及其相关规范的总称。它驻留于计算机系统之中,并实现仪器总线的特殊功能,是计算机与仪器之间的软件连接,以实现对仪器的程控。VISA 不仅适用于 VXI 接口,还可用于 GPIB、串口 (如 RS-232C) 和其他接口。VISA 库对于仪器驱动程序的开发来说,是一个可调用的操作函数集。应该注意到,VISA 作为应用程序 (用户) 与数据传输总线的中间层,为应用程序与仪器总线的通信建立了通道,即 VISA 库为应用程序的建立提供了一致的接口,因而编制应用程序时,无需关心实际的数据传输介质是 VXI 总线、GPIB 总线还是串口线,可认为在 VISA 库中包含了与各种接口进行正确连接所需的例程。

仪器驱动程序层是完成对某一特定仪器的控制与通信的软件程序集,是应用程序实现仪器控制的桥梁。每一种仪器功能板卡,都有自己唯一的仪器驱动程序,由仪器厂商以源代码形式提供给用户。

应用程序开发层建立在仪器驱动程序层之上,开发出的任何具体应用程序都直接服务于用户的实际测量或测控需求。因此在这一层,要通过直观友好的操作界面提供丰富的数据分析和处理功能,以利于顺利、快捷地完成测量任务。

虚拟仪器的软件构成还有另外的表述方式。以 VXI 虚拟仪器系统为例,其软件构成至少需要仪器、通信和驱动程序三种接口软件。其中,仪器接口软件体现了仪器与计算机之间的通信协议和方法;通信接口软件按标准方式将仪器连接起来,是仪器与仪器驱动程序之间的通信接口,实际上就是 VXI 系统的 I/O 接口软件;仪器驱动程序接口软件则将通信接口与应用程序开发环境连接了起来。

开发、设计虚拟仪器有专门的软件工具。目前,较流行的虚拟仪器软件开发环境有两类:一类是图形化的编程语言,最具代表性的是 LabVIEW;另一类是文本式的编程语言,如 Visual C++、LabWindows/CVI 等。图形化编程语言具有编程简单、直观、开发效率高等特点,而文本式编程语言则具有编程灵活、运行速度快等特色。

2.3.1 三种常见的虚拟仪器开发工具软件

这里仅对三种常见的虚拟仪器开发工具软件作简要介绍。

(1) LabVIEW (laboratory virtual instrument engineering workbench)。它是美国国家仪器公司即 NI 公司于 1986 年推出的虚拟仪器开发工具软件包。NI 公司力求使工程技术人员 (用户) 从繁琐的程序设计中解脱出来,而将注意力集中于所要解决的测量、测控问题本身的研究上去。NI 公司历经 20 余年的不懈努力,使 LabVIEW 不断翻新进步,

功能越来越强大，目前推出的最新版本已是 LabVIEW8.5。

LabVIEW 是一种图形化的编程语言和开发环境，已广泛被工业界、学术界和研究实验室所接受，被公认为是一种标准的数据采集和仪器控制软件。LabVIEW 不仅提供了遵从 GPIB、VXI、RS-232 和 RS-485 标准的硬件及数据采集板卡通信的全部功能，还内置了支持 TCP/IP、ActiveX 等软件标准的函数库，而且其图形化的编程界面使编程过程变得生动有趣、简单易行。LabVIEW 是一个功能强大且灵活的虚拟仪器开发软件，利用它，用户可以十分方便地构建自己所需的虚拟仪器。

LabVIEW 使用图形化程序设计语言 G，用方框图代替了传统的程序代码。LabVIEW 所运用的设备图标与工程技术人员习惯的大部分图标基本一致，这使得编程过程与思维过程十分相似。

LabVIEW 包含有专门用于设计数据采集程序、仪器控制程序的功能库和开发工具库。基于 LabVIEW 的程序设计，实质上就是要设计出一个一个的“虚拟仪器”，又称 VI，其扩展名均默认为 vi。所有的 VI 都包括前面板（front panel）、框图（block diagram）及图标和连接器（icon and connector pane）三部分。具体设计时，需要在计算机显示屏上利用功能库和开发工具库产生一个前面板，例如，图 4.9-17 就是一个基于 LabVIEW 构建的温度测试系统的前面板。前面板既是 VI 的前面板，也是图形用户界面。该界面上有交互式的输入和输出；显示两类对象，分别称为控制器（control）和指示器（indicator）。控制器包括开关、旋钮和其他输入设备，指示器包括图形（graph 和 chart）、LED 和其他显示输出对象。该程序的前面板具有与传统仪器类似的界面，可接收用户经鼠标发出的指令。图 4.9-18 是用声卡实现的虚拟示波器的前面板，图 4.9-19 为基于虚拟仪器的数据采集和处理系统前面板。

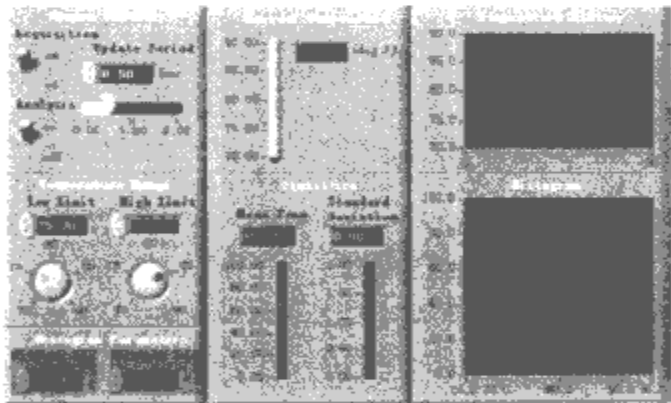


图 4.9-17 基于 LabVIEW 构建的温度测试系统的前面板

框图是定义 VI 功能的图形化源代码。在框图中对 VI 编程的主要工作，就是从前面板上的控制器（control，也称输入控件）获得用户输入信息，然后进行计算和处理，最后在指示器（indicator，也称输出控件）中把处理结果反馈给用户。框图中的编程元素除包括与前面板上的控制器和指示器对应的连线端子（terminal）外，还有函数、子 VI、常量、结构及连线等。换言之，在前面板上按解决问题的思路、利用编程元素搭建起相应的框图，也就意味着在 LabVIEW 内部也称后台设计完成了以文本语言编写的程序。图 4.9-20（a）所示即为对应图 4.9-17 的温度测试系统程序的框图，图 4.9-20（b）则是对应于图 4.9-18 的用声卡实现的虚拟示波器程序的框图。

VI 具有分层化和模块化的特征。一个 VI 可以作为另一

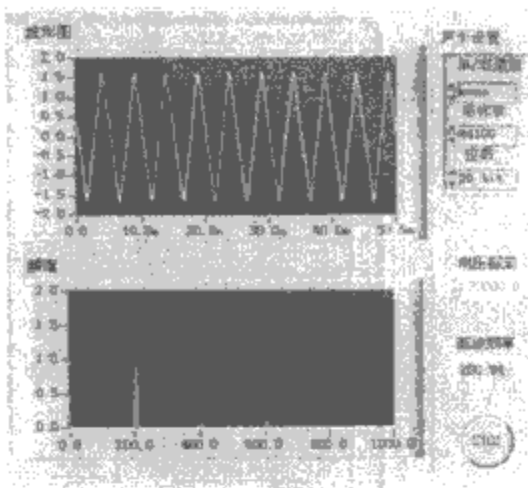


图 4.9-18 用声卡实现的虚拟示波器的前面板

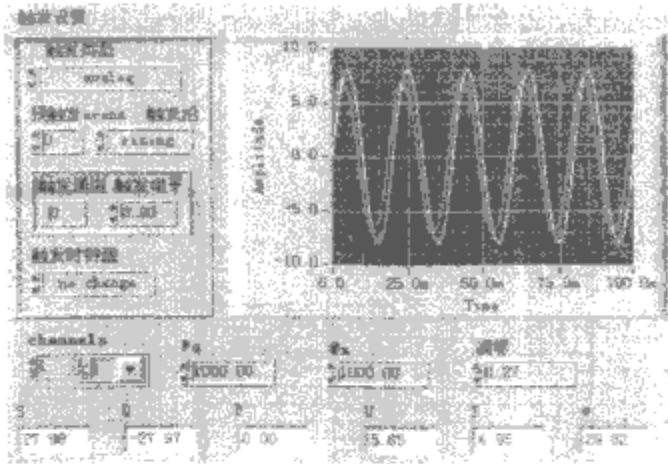


图 4.9-19 基于虚拟仪器的数据采集和处理系统前面板

个 VI 的子程序被调用，这里的子程序又称子 VI（SubVI）。图标用于在主 VI 的框图中标识所调用的子 VI。连接器相当于图形化的子程序参数。

利用 LabVIEW，可以生成能够脱离 LabVIEW 开发环境而独立运行的可执行文件。LabVIEW 是真正的 32 位编译器，可以由用户输入的图形化编程对象和结构直接编译生成目标代码，而无需借助其他文本编程语言作为编译的中间步骤。像其他软件一样，LabVIEW 提供了基于 Windows、UNIX、Linux 和 Macintosh 等操作系统的版本。

（2）Visual C++。它是微软公司开发出的可视化软件开发平台。使用 Visual C++ 作工具开发虚拟仪器，一般有如下四个步骤：第一步，先开发数据采集板卡的驱动程序，以构建好对被测对象的采集功能；第二步，开发虚拟仪器的面板，以便于用户与虚拟仪器开发环境实现交互式操作；第三步，开发所需虚拟仪器的功能模块，实现虚拟仪器应具备的各项功能；第四步，有机地集成上述前三个步骤的开发结果，从而构建起一个功能齐全、界面友好的软件化虚拟仪器。

（3）LabWindows/CVI。它是 NI 公司推出的基于交互式 C 语言的虚拟仪器开发平台，即 LabWindows/CVI 将功能强大、使用灵活的 C 语言平台与用于数据采集分析和显示的测控专业工具加以有机结合，它的交互式编程方法、函数面板和丰富的函数库等，为熟悉 C 语言的工程技术人员编写虚拟仪器应用软件提供了友好的开发环境。

LabWindows/CVI 可完全实现软件与硬件（如 GPIB、VXI、PXI、数据采集板卡等）之间的通信，也能用来为 TCP/IP 网络协议和 ActiveX 建立标准的软件库。LabWindows/CVI 包含了很多库函数，如 VISA、数据采集、分析、

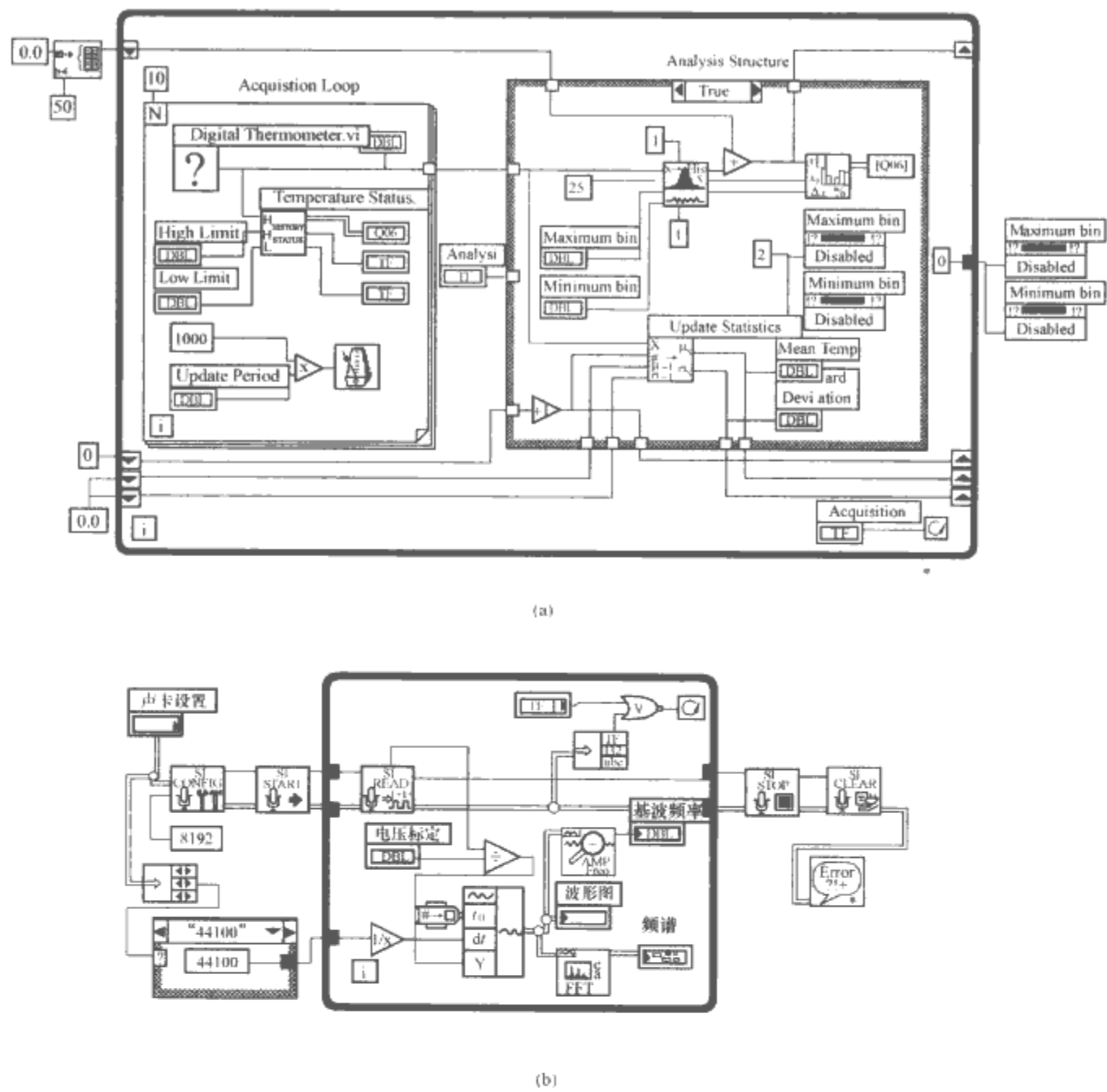


图 4.9-20 虚拟仪器程序框图举例
(a) 温度测试系统程序的框图；(b) 用声卡实现的虚拟示波器程序的框图

存储等，且还提供了很多部件工具包，用以连接外部代码、动态链接库、共享库、数据库、数据分析软件库及 ActiveX 等。采用 LabWindows/CVI，可以创建 32 位程序，从而能以更快的速度获取数据，进而快速完成测量任务。它还带有编程调试工具，如设置断点，激活程序，通过单步执行了解程序工作过程并寻找其中的错误等，这使得程序开发过程更为简单。而且在不同应用中，还可采用它所提供的附加工具，如利用 TCP/IP 协议向远程传输测量或测控数据信息等。由于它可以采用工程技术人员所熟悉的术语、图标来实现代码的自动生成，同时又能对自动生成的代码加以优化，所以给虚拟仪器应用程序的开发带来了很大便利。

2.3.2 LabVIEW 图形化程序设计方法

LabVIEW 程序是数据流驱动的。数据流程序设计规定，一个目标只有当它的所有输入有效时才能执行；而目标的输出，只有当它的功能完全时才是有效的。如此，LabVIEW 中被连接的框图之间的数据流控制着程序的执行次序，而不像文本程序受到行顺序执行的约束。因此，可以通过相互连接功能框图来快速、简捷地开发应用程序，甚至还可以有多个数据通道同步运行。

LabVIEW 与虚拟仪器有着紧密的联系，在 LabVIEW 中开发的任何程序都被称为 VI（某种虚拟仪器）。VI 有一

个人机对话的用户界面——前面板和类似于源代码功能的框图。前面板接收来自框图的指令。在 VI 的前面板中，控制器模拟了仪器的输入装置，并把数据提供给 VI 的框图；而指示器则模拟了仪器的输出装置，并显示由框图获得或产生的数据。当把一个控制器或指示器放置到前面板上时，LabVIEW 的框图中就相应地放置了一个端口（terminal），这个从属于控制器或指示器的端口不能随意删除，只有删除它对应的控制器或指示器时，它才随之一起消失。

用 LabVIEW 编制框图程序时，不必受常规程序设计语法细节的限制。首先，从功能菜单中选择所需要的编程元素（相应的功能方框），将其放置于面板上适当的位置，然后用连线（wires）连接各编程元素在框图中的端口，即通过其在框图中的相关编程元素之间传输数据。这些编程元素包括了简单的算术功能、高级的采集功能、分析用 VI，以及用来存储和检索数据的文件输入/输出功能及网络功能等。用 LabVIEW 编制出的图形化 VI 是分层次的和模块化的，它们可被用作顶层（top level）程序，也可作为其他程序或子程序的子程序。一个 VI 用在其他 VI 中，称之为 SubVI，它在调用它的程序中同样是以一个图标形式出现的。LabVIEW 继承并发展了模块化程序设计的思想，用户利用 LabVIEW 编制程序，可以把一个应用题目分解为一系列的

子任务，每个子任务还可以进一步分解成若干更低一级的子任务，直到把一个复杂的应用题目分解为许多子任务的组合。在此基础上，用户先设计 SubVI，完成每个子任务的编程，然后将它们逐步组合成能够解决整个应用题目的 VI。

LabVIEW 图形化程序设计编程简单、直观、开放，而且效率很高。随着虚拟仪器和现代测量技术的不断发展和进步，LabVIEW 等图形化编程语言必将得到更广泛的应用。

2.4 虚拟仪器的互换性与互操作性

随着仪器技术的不断进步，人们会对已建有的仪器系统（或自动测试系统）中某个或某些仪器硬件（仪器功能模块、仪器功能板卡）进行更换、升级或重新配置，而更新的仪器硬件很可能是另外厂商的产品，因此，迫切需要一种无需改变程序代码就可更换仪器硬件的方法。虽然 VISA 解决了仪器驱动程序与硬件接口的无关性问题，但还未能完全满足所谓仪器的互换性和互操作性需求。1998 年，由安捷伦等仪器公司成立的开放式数据采集协会提出了一个互换虚拟仪器规范，即 IVI（interchangeable virtual instrument）。IVI 规范的提出，力求实现仪器驱动程序与应用程序代码的重用性并提高程序的性能，旨在使各不同厂商生产的虚拟仪器软件、硬件产品具有广泛的互换性。

2.4.1 IVI——可互换式虚拟仪器

2.4.1.1 IVI 仪器驱动程序结构

IVI 规范明确定义了仪器驱动程序的实现细则，使得仪器驱动程序的开发和维护都更为方便。尽管 IVI 模型在软件实现上较为复杂，但其清晰明确的定义，使得人们可以借助开发工具生成大量的标准代码，减少仪器构建的工作量。

IVI 规范提出了仪器类的概念——把仪器依照不同的功能划分为不同的功能类。目前，IVI 规范定义的仪器类有 5 个，分别是示波器、数字万用表（DMM）、任意波形发生器、开关和电源。相应这些仪器类，共有 5 类仪器驱动程序。

仪器的类定义为一组仪器属性和操作这些属性的标准 API 的集合。例如，示波器类包含一组对所有示波器通用的属性，如垂直范围、偏移、时基、触发模式等。类驱动器还包含设置这些属性和从示波器获取数据的函数等。通过定义这些标准属性和操作，可以很方便地写出能与任何示波器协同工作的应用程序。

类驱动程序给应用程序开发者提供了统一接口，但实际的仪器操作由处于类驱动程序下层的特定仪器驱动程序完成。特定仪器驱动程序包含控制某一仪器的具体命令和信息，例如命令字符串、解析代码和每一个仪器设置的合法范围。在实际的应用程序里，开发者调用类驱动程序，而类驱动程序通过特定仪器驱动程序实现与仪器的通信。按照这种模式，仪器和特定仪器驱动程序的改变（更换）均不影响应用程序的代码，例如数字万用表 DMM 的 IVI 类驱动程序与特定仪器驱动程序的关系如图 4.9-21 所示。图 4.9-21 中提及的 HP34401，是一款 $6\frac{1}{2}$ 位的高准确度台式数字万用表；而 Fluke45 则是一款便携式数字万用表。

在图 4.9-21 中，应用程序通过具有不变接口的 IVI DMM 类驱动程序调用特定仪器驱动程序，并根据实际使用的数字万用表来决定需要哪个特定仪器驱动程序。由于 IVI DMM 类驱动程序的外部接口是不变的，所以更换数字万用表（必须属于同一类）时，并不需要改变应用程序代码。

图 4.9-22 是 IVI 仪器驱动程序模型。这个模型不仅具

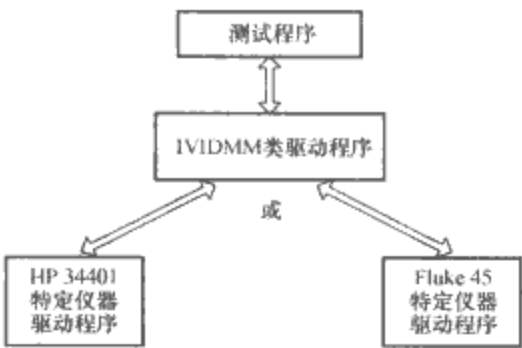


图 4.9-21 数字万用表 DMM 的 IVI 类驱动程序与特定仪器驱动程序的关系

有交互式开发接口、编程接口、子程序接口、VISA I/O 接口和驱动程序体等，还包括回调函数、属性范围表和 IVI 引擎，它们在 IVI 仪器驱动程序中均扮演着重要角色。

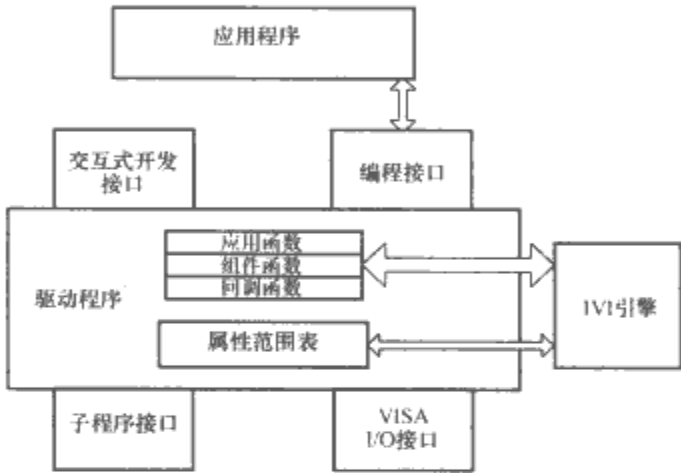


图 4.9-22 IVI 仪器驱动程序模型

IVI 仪器驱动程序的运行机制为：IVI 仪器驱动程序把每一个可以设置的仪器参数定义为一个属性。读写仪器参数，对应于读写属性值。属性范围表为每一个属性值建立了范围表，同时 IVI 引擎内部保存了仪器当前属性值的完整拷贝。当应用函数和组件函数要求读写仪器参数时，状态缓存机制使 IVI 引擎根据事先建立好的属性范围表对指定值进行检查，若的确有必要访问仪器，IVI 引擎会调用回调函数（正如其名字表示的一样，回调函数不是由应用函数或组件函数调用，也不提供给应用程序调用，而是由 IVI 引擎调用）进行真正的仪器读写，所有实际的仪器操作都包含在回调函数中。

2.4.1.2 IVI 仪器驱动程序的主要特性及优点

IVI 仪器驱动程序的主要特性及优点可归纳为如下的五个方面。

(1) 状态缓存。IVI 仪器驱动程序在一个软件缓冲区里保存仪器的物理状态，以提高仪器驱动程序的效率和速度。传统的仪器驱动程序只注重易用性，假设任何时刻仪器的参数都是未知的，每次要进行仪器参数读写时，都要进行实际的 I/O 操作，而没有对性能优化给予太多考虑。使用传统的驱动程序时，一个 VI（LabVIEW 中的程序）可能包含多个仪器设置语句。对这样一个 VI 的调用，经常引起多余命令的传送。在 IVI 中，仪器驱动程序使用状态缓存机制消除多余命令。

在 IVI 仪器驱动程序中，每一个属性都代表一个可配置的仪器设置或参数。例如，一个配置波形的子程序需要的参数包括波形种类、幅值、偏移、频率和初相位。当高层的程序调用这个子程序进行扫频操作时，子程序中只有频率参数在变化，而其他参数都没变。在状态缓存机制帮助下，当该子程序被调用时，只有频率参数被送往仪器，从而避免了

冗余。

状态管理的关键在于 IVI 引擎。IVI 引擎控制仪器属性的读写，具体是通过状态缓存，IVI 引擎保存当前仪器设置的一份拷贝。只有当某个仪器属性发生变化时，才调用仪器驱动程序中的回调函数，以进行仪器的 I/O 操作。

(2) 范围检查。IVI 仪器驱动程序负责检查应用程序指定的仪器参数是否合法。如果参数值与属性范围表不完全一致，仪器驱动程序将根据属性范围表进行参数值的四舍五入。IVI 仪器驱动程序还可以正确辨识出属性之间的依赖关系，以正确生成动态变化的属性范围表。例如，示波器的垂直范围依赖于探头衰减，IVI 在生成垂直范围这一属性的范围表时，会考虑当前的探头衰减值。

(3) 仿真。一共有三种仿真方式：①仪器驱动程序调用仿真。在初始化仪器的函数中可以返回一个仪器“句柄”，类似 C 语言中的文件标识。这个标识用于后面的其他仪器操作函数的调用。在没有真正的仪器时，程序无法正常运行而出现“运行时错误”，因为这样一个仪器标识并不存在。仿真功能可以虚拟生成一个仪器标识，这样，即使没有真正的仪器连入系统，也可以正常运行应用程序。②范围检查。前面介绍过的范围检查其实也是仿真的一种形式。范围检查完全是软件行为，其代码位于特定仪器驱动程序中。即使没有仪器连接，对属性设置值的合法性检查仍然可以进行。③数据仿真。在特定仪器驱动程序里含有仿真数据生成算法。例如，某台示波器对应的特定仪器驱动程序可能在其“ReadWaveform”函数模块中含有生成一组随机数的算法，该函数将这组随机数返回作为仿真数据，以进行随后的仪器操作。

(4) 状况检查。传统的仪器驱动程序中，仪器的状况检查往往要通过调用单独的状况检查子 VI 来完成。这就增加了工作量，因为必须在每一次仪器操作后加入对状况检查子 VI 的调用。在 IVI 仪器驱动程序中，在每一次仪器读/写后会自动进行状态检查，并在出错时返回出错信息。

(5) 数据强制操作记录。在实施范围检查时，经常会发生属性值的强制转换。IVI 仪器驱动程序可以在缓存中记录每一次数据强制转换的情况。

IVI 仪器驱动程序的优点在于：状态缓存机制提高了程序性能；仿真机制使得在没有实际仪器时，仍然可以进行应用程序的开发，或者在实际购买仪器之前，就可利用 IVI 仪器驱动程序来评估该仪器是否符合自己的需要；类驱动程序和特定仪器驱动程序的层次关系，使得仪器的可互换性得以实现；而且 LabWindows/CVI 提供的代码生成向导，又简化了整个仪器驱动程序的开发。

2.4.2 OPC 技术

虚拟仪器系统与工业控制系统一样，也存在两类数据的交换问题：一类是它们亦即计算机如何从现场仪器设备采集数据；另一类是它们如何与其他仪器系统进行实时数据通信。解决这两类问题的一种办法是采用如图 4.9-23 (a) 所示的客户机/服务器数据通信模型。按照此模型，要分别为不同数据源（包括现场仪器设备和软件数据库）开发不同的驱动程序（即服务器），且同时还要在各个应用程序（即客户）中为不同服务器开发不同的接口程序。对于由不同厂商生产的多种仪器硬件和软件构成的仪器系统而言，这种数据通信模式的缺点显而易见。

为了使工程技术人员专注于虚拟仪器功能的开发，而不陷入各种复杂数据接口问题的困扰，1996 年 OPC 基金会提出一种有效的解决办法，并制定出了 OPC 规范。

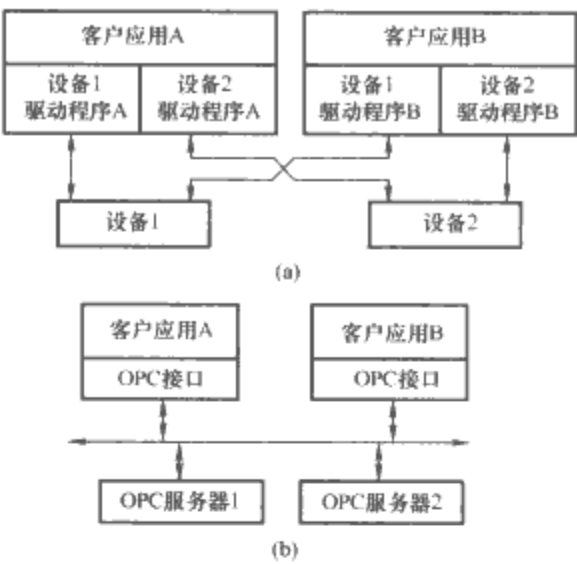


图 4.9-23 测控系统实时数据通信的两种方法
(a) 基于驱动程序的客户/服务器模型；
(b) 基于 OPC 的客户/服务器模型

OPC 规范是基于微软的 OLE/COM 技术制定出的一个接口标准。具体地，OLE/COM 是一种客户/服务器模式，如图 4.9-23 (b) 所示。它具有与语言无关、代码可重用和易于集成等优点，基于它，所有的通信连接问题都变得简单和更易于使用；所有提供了 OPC 服务器的现成仪器设备都能通过标准的 OPC 接口共享数据。现场仪器设备中服务器的功能类似于 I/O 驱动程序（驱动器），负责与作为数据供应方的现成仪器设备通信，将来自数据供应方的数据经标准 OPC 接口提供给数据使用方，数据使用方充当了 OPC 客户的角色。标准 OPC 接口是保证互操作性的关键，它使一个 OPC 客户可同时与多个 OPC 服务器“对话”，并使所需要开发的驱动程序数量大大减少。OPC 提供了一种使被构建系统以统一的标准方式从数据源获取数据并将其传输给客户应用程序的机制，现场仪器设备生产商只需开发一套遵循 OPC 规范的服务器，由该服务器与数据源进行通信，获取现场数据，客户应用程序通过该服务器访问现场仪器设备。

由于 OPC 规范基于 OLE/COM 技术，同时 OLE/COM 的扩展远程 OLE 自动化和 DCOM 技术可支持 TCP/IP 等多种网络协议，因此，可以将 OPC 客户与服务器在地理位置上分开，使它们分布于网络的不同节点。OPC 把硬件供应商与软件开发商分离开来，硬件开发商通过提供带 OPC 接口的所谓 OPC 服务器，就能使任何带有 OPC 接口的客户应用程序都可采用统一方式访问、调用不同厂商生产的仪器设备。OPC 服务器具体确定了可以访问的仪器设备和数据、数据单元的命名方式以及具体仪器设备存取数据的细节，并通过 OPC 接口提供给外部应用程序。OPC 客户应用程序可通过 OPC 接口对各 OPC 服务器管理的仪器设备进行操作，而无需关心服务器实现相应功能的具体细节。

OPC 规范包括定制接口和自动化接口，如图 4.9-24 所示。若客户的应用程序使用 VB 等“脚本语言”编写，就选用自动化接口；而定制接口适用于以 C++ 语言编写的客户应用程序。

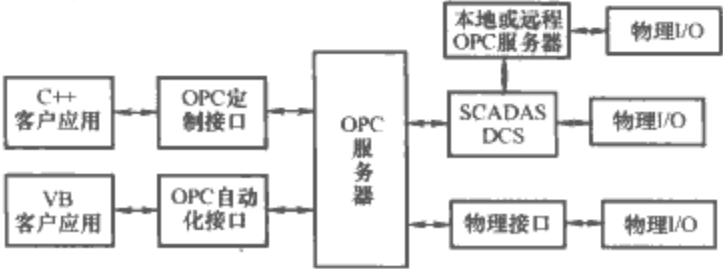


图 4.9-24 OPC 客户和服务

显然,将 OPC 技术用于虚拟仪器系统的开发,可降低用户投入成本,提高所建系统的稳定性、开放性、可扩展性、互换性及互操作性,提升虚拟仪器系统的构建质量和应用水平。

2.5 几种虚拟仪器系统的特点

2.5.1 基于 PC 的虚拟仪器系统的特点

由于普通 PC 机有一些不可避免的弱点,基于它构建的虚拟仪器或微机化测试系统的技术性能不可能太高。PC 插卡式虚拟仪器由插入微计算机内的数据采集卡与仪器软件相配合,完成仪器功能或测试任务。由于充分利用微计算机现有的总线、机箱、电源、软件等资源,基于 PC 的虚拟仪器系统的成本是较低的。但同时,这类虚拟仪器受微计算机机箱、总线、电源、插槽尺寸及插槽数量等诸多因素的限制,加之一般 PC 机的机箱不采取专门屏蔽措施,致使这类虚拟仪器的技术性能不高,只能作为教学实验仪器或制作便携式检测仪器等。基于 PC 形成的虚拟仪器如图 4.9-25 所示。

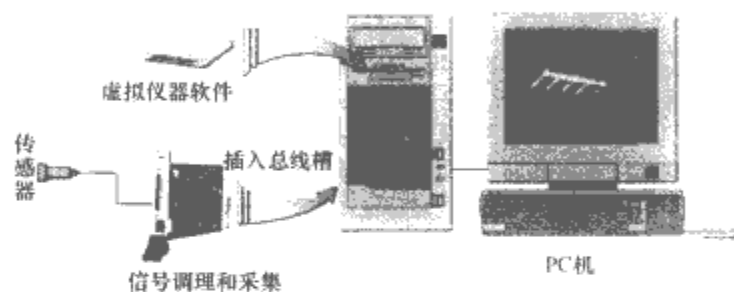


图 4.9-25 基于 PC 机形成虚拟仪器

2.5.2 基于 GPIB 总线的虚拟仪器系统的特点

GPIB 总线虚拟仪器系统具有所谓独立仪器的特征,特点是自带电源,对测量功能部分没有限制,既可以单独作为一台仪器使用,也可通过 GPIB 总线将计算机与若干台 GPIB 台式仪器以积木方式连接而成,或由计算机实现对仪器的操作和控制。这类虚拟仪器系统组建灵活,其中的台式仪器可重复使用,但由于 GPIB 总线的最高传输速率仅 1Mb/s,故其仅适用于不要求高速传输数据的各类试验/测试系统的构建;它的另一个缺点是体积较大。

2.5.3 基于 VXI 总线的虚拟仪器系统的特点

VXI 总线虚拟仪器系统将仪器与仪器、仪器与计算机在高速并行总线基础上紧密结合,且 VXI 总线的模块化开放式结构以及 VXI 仪器软件结构等使得用户在组建这种仪器系统时,不必局限于一家厂商的产品,即可根据自己的需求自由选购不同厂商生产的性价比最好的相应仪器模块,从而达到优化所组建系统的目标。此外,VXI 总线仪器系统还具有结构紧凑、数据吞吐能力强、定时/同步准确、仪器功能模块品种多并可重复利用等优点,适合组建大、中规模的自动测试系统,并适于对速度、准确度要求较高的场合。但 VXI 系统造价高,已有的系统多限于国防军工用测试领域;而且,VXI 总线的内核 VME 总线不到 10 年就被 PCI 总线所取代,故 VXI 总线的发展因此停滞不前,这也限制了 VXI 仪器的更大发展。

2.5.4 基于 PXI 总线的虚拟仪器系统的特点

PXI 总线虚拟仪器硬件平台是在 PCI/Compact 总线基础上,吸收了 VXI 总线的一些优点和设计思路而形成的。在 PCI 总线基础上,PXI 总线增加了多仪器模块板卡同步触发总线的参考时钟、用于精确定时的星形触发总线以及用于相邻仪器模块板卡间高速通信的局部总线。即 PXI 总线是吸取 PC 机性价比高的优点及 VXI 总线实现高性能仪器功能

模块的一些做法,形成了继 VXI 虚拟仪器之后,在价位和性能上居于 VXI 总线平台与 PC 插卡式平台之间的一类虚拟仪器平台。由于 PXI 总线的内核是 PCI 总线,该总线不适合制作一些高性能的仪器模块,如射频和微波模块,可供选购的 PXI 总线仪器功能模块的品种和数量要少于 VXI 总线产品;加之 PXI 未被 IEEE 定为正式标准,这也在一定程度上使 PXI 总线虚拟仪器系统的应用范围受到限制。

2.5.5 基于 LXI 总线的虚拟仪器系统的特点

LXI 总线虚拟仪器系统的特点主要有以下六个方面:

(1) 基于以太网。以太网技术是迄今为止最为稳定、生命周期最长的开放式工业标准之一,具有错误检测、故障定位、长距离互联、高通信数据率、树状拓扑结构等技术特点,比现有计算机的并行和串行总线都优越。借助以太网的连通能力,LXI 仪器能驻存在世界任何地方,或从世界任何地方被访问。

(2) 对仪器的功能提供了有利支持。LXI 除规范了测量仪器的冷却条件、机械接口、电源、网络路由、开关、电磁兼容和射频干扰等外,还增加了用于定时同步的 IEEE-1588 协议和触发总线,以及兼容各种开放式和工业用仪器驱动标准,如 VISA、IVI、PnP 等;每台 LXI 仪器都可作为控制器,能够实现更复杂的功能,如电磁干扰/接插连接接口 (EMI/RFI) 的隔离、射频/微波信号的产生与分析等;具有高速模拟 I/O 和数字 I/O、定时计数器、示波器、声音图像采集和信号调理等模块化仪器产品。所有这些,均为开放式、高性能虚拟仪器系统的构建提供了强大支持。

(3) 配置灵活。LXI 仪器可根据需要自由地放置在适合的位置,从而可缩短传感器与测量仪器间连接电缆的长度,增大测量信号与电源线或其他电磁干扰源之间的距离。LXI 总线标准允许测量仪器之间直接进行通信,明显提高了信息传递的灵活性。LXI 仪器具有灵活的机箱结构,有多种尺寸可供使用,很容易混装不同功能的仪器硬件模块,无需在性能与尺寸之间做折中选择。LXI 仪器由计算机控制,可以用标准网络浏览器查错,用 IVI-COM 驱动程序通信,从而使系统集成变得方便。LXI 合成仪器包含的诸多模块,可以灵活地重新组合,实现多种测量仪器的功能,应用软件不再依赖特定的硬件,仪器硬件与测量技术没有直接联系,可方便地对其中某些硬件或软件模块进行升级。

(4) 成本低廉。无需专用、昂贵的笼式机箱,以及多层背板、高速风扇、电源管理、机箱与微计算机之间的专用通信链路等。LXI 仪器允许开发人员移植现有测量仪器的核心技术,采用标准的应用程序接口,可显著降低开发和维护成本。另外,以太网基础设施已非常普及,网卡、集线器、开关、路由器、接头、电缆、光纤等硬件的价格也越来越便宜。

(5) 占用空间小。LXI 仪器采用高度为一个或两个机架单位,宽度为全宽或半宽标准机箱,结构十分紧凑。合成仪器采用仪器功能硬件模块代替台式仪器,去除了由按钮和开关组成的物理用户界面,大大减小了外形尺寸。

(6) 便于检定/校准。LXI 仪器因不存在笼式机箱的制冷和干扰问题,因而可进一步提高检定/校准的准确度。LXI 仪器支持 IEEE-1588 协议,即使测量仪器分布在不同地点,也可进行同步校准,而不必借助 GPS 等昂贵的同步设备。对于合成仪器,可以只对其中超出检定/校准周期的仪器功能模块进行检定/校准;且在检定/校准期间,可使用备用模块代替被检定/校准的模块,能够保证合成仪器的正常工作。

LXI 的最低级即 C 级仪器就已是网络化的台式仪器，相比 GPIB 仪器有了改进。LXI 的 B 级仪器能精确、同步地实现远程测控，为解决有这类需求的测控问题提供了新手段。LXI 的 A 级仪器可以作为合成仪器和无面板仪器的标准，可提升这些仪器的可重用性和互操作性。

3 基于虚拟仪器的现代测试系统

各种虚拟仪器都是基于计算机的，而计算机对所要进行分析的信号幅值、频率等均有相应的严格的要求，所以在使用虚拟仪器实施测量或测控时，需要针对被测对象的具体特点搭建相应的基于虚拟仪器的测量（测试）或测控系统。

图 4.9-26 所示为基于虚拟仪器的测试系统的一般结构。由图 4.9-26 可见，为实现对被测对象的测量，基于虚拟仪器构建的测试系统主要包括传感器、信号调理器与数据采集器、接口硬件、计算机硬件平台以及相应的软件程序等。

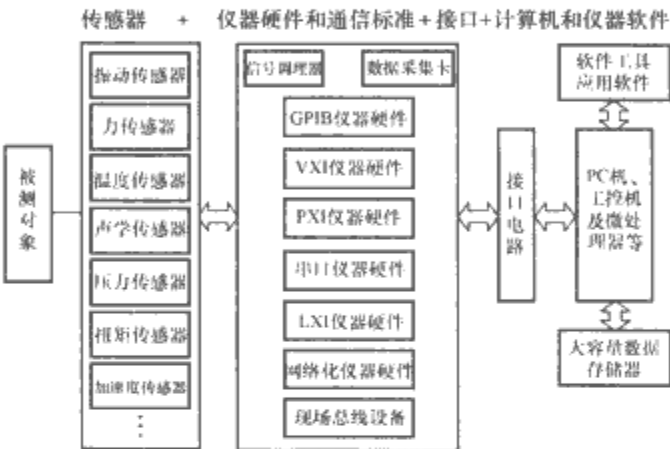


图 4.9-26 基于虚拟仪器形成的测试系统的一般结构

3.1 传感器

传感器的种类很多，同一被测对象可以使用不同类型的传感器，同一类型的传感器也可能服务于多种不同被测对象的测量。这里仅介绍传感器的两种分类方法。

(1) 按被测对象的性质分类。有机械量传感器、热工量传感器、化学量传感器、参量与电量传感器。具体地，机械量传感器用于测量位移、力、速度、加速度、质量、几何尺寸等。热工量传感器用于测量温度、压力、流量、液位等。化学量传感器用于测量浓度、黏度、湿度、酸碱度、气体化学成分、液体化学成分等。而参量与电量传感器，则主要用于测量表面探伤、材料内部的裂纹或缺陷以及对材料品质的判别等。

(2) 按输出量的性质分类。有参量型传感器和电量传感器。具体地，参量型传感器的输出是非源的电参量（使用时需要辅助电源），电参量包括电阻、电容、电感和频率等。参量型传感器又可分为电阻式（电位器、热敏电阻、光敏电阻、压敏电阻、磁敏电阻、气敏电阻）、电感式（自感、互感、压磁、涡流）和电容式等。

电量传感器的输出为电学量（电压、电动势或电流）。电量传感器又可分为热电式、光电池式、电极电位式、磁电式及压电式传感器等。电量传感器自身通常有电源，故一般不需要外加电源，因而又被称为源型传感器或能量控制型传感器。

3.2 信号调理器和数据采集器

信号调理器和数据采集器的原理框图如图 4.9-27 所示。在图 4.9-27 中，振荡器提供时钟信号。量程变换电路（在

调理模块中）的作用是避免放大器饱和而可选择不同的量程范围。滤波器用于滤除夹杂在被测信号中的干扰成分，使所测量的尽可能只是被测对象本身。放大器将被测信号放大或衰减至数据采集板的量程范围内。采样保持器在时钟信号作用下，锁存被采集信号某瞬间的值并保持其不变，直到下一个采样瞬间的到来，其主要作用在于采集多路被测信号时保证各路被采信号尽可能在时间上同步。多路开关将各路被测信号轮流切换至信号调理和数据采集器，以实现对多路被测信号的调理和采集。A/D 转换器将所测模拟信号变换为相应的数字量，完成对被测时域信号瞬时值的数字化。除上述主要功能单元外，实际的信号调理和数据采集器电路中还有阻抗匹配、定时/计数、总线接口等辅助功能单元，它们按一定的时序与主要功能电路一起协同工作，共同完成对多路被测信号的调理、采集和传输。

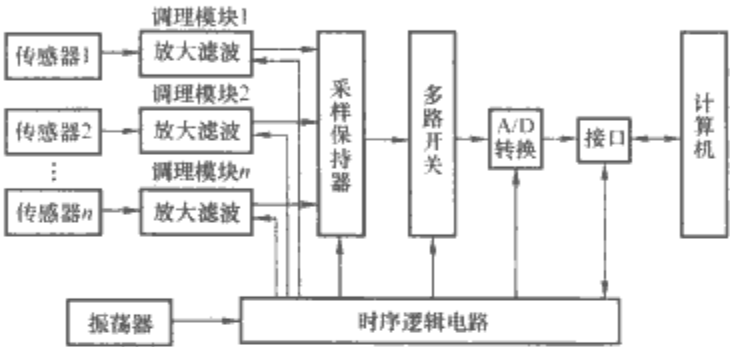


图 4.9-27 信号调理器和数据采集器原理框图

3.3 接口电路

接口电路要根据不同的接口总线标准转换输入或输出信号，以保证传感器、数据采集系统、计算机以及各种仪器之间的有效互联，从而构建起以虚拟仪器为核心的测试系统。

3.4 计算机硬件平台

根据构建实际测试系统的需要，虚拟仪器的计算机硬件平台可以是各种类型的微计算机，如 PC 机、笔记本电脑、工控机、工作站、嵌入式系统、微处理器等。计算机负责管理虚拟仪器和测试系统的软硬件资源，是基于虚拟仪器的测试系统的硬件基础。计算机的计算速度、存储能力、分析处理性能、联网、总线标准、显示等各项技术性能方面的不断进步，都对基于虚拟仪器的测试系统的构建和发展起到了积极的推动作用。

3.5 功能软件

基于虚拟仪器的测试系统通常有相当多的测量、信号分析、数据处理、数据存储、数据传输功能，以及为实现上述功能而进行的实时、准确的控制功能等，它们都是利用具有相应功能（数学模型、逻辑关系、逻辑判断、统计分析）的丰富的软件程序来完成的。

如果基于一台微计算机（如 PC 机）的虚拟仪器及系统只具有一台传统仪器的功能，那它就根本没有体现出虚拟仪器技术的优点，也不用谈有效利用了 PC 机等硬件资源。虚拟仪器的突出优点，就是可集成多种不同仪器的测量功能，且这些传统仪器的测量功能是以测量功能软件与公共的 PC 机及必要的公共硬件资源有机结合来体现的。在虚拟仪器中，这些测量功能软件共同构成了所谓测量功能库。它们与软件化了的多台仪器的前面板控件库一起，经过在 PC 机的开发系统中进行的装配和调试，形成了一个测量功能软件库。将多台传统仪器的功能加以集成，形成一台基于 PC 机

的虚拟仪器,如图 4.9-28 所示。用户利用虚拟仪器解决测量问题时,就可直接从其测量功能软件库中调用自己所需的仪器测量功能软件,也可以由若干台虚拟仪器组成更大的测试系统。

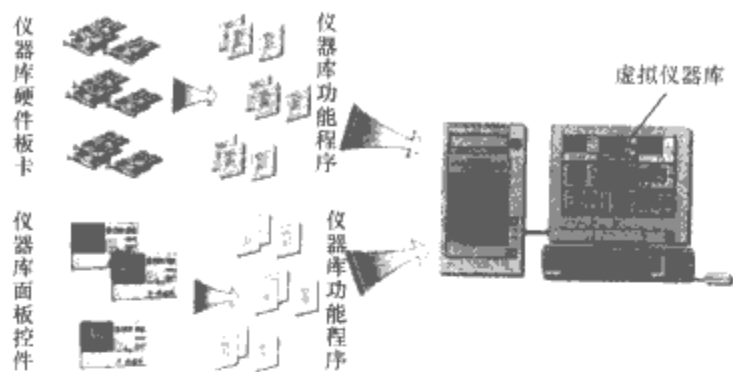


图 4.9-28 将多台传统仪器整合为一台基于 PC 的虚拟仪器

4 网络化仪器

总线式仪器、虚拟仪器等微机化仪器技术的进步和应用,使组建集中式测量或测控系统变得较为容易。但集中测量或测控却满足不了越来越复杂、远程(异地)和范围较大测量或测控任务的需求。对此,组建网络化的测量或测控系统就显得非常必要。计算机软、硬件技术的不断发展,给组建测量或测控网络提供了强有力的技术支撑,在它们和测量需求的共同推动下,组建分布式测量或测控系统的基本单元即网络化的测量仪器便不断涌现。

4.1 网络的基本概念

这里所涉及的网络概念源于计算机网络,但网络中也包含网络化仪器等终端和设备。

计算机网络是计算机技术与数字通信技术相结合的产物,是在某种协议控制下,由一台或多台计算机、若干台终端设备、数据传输设备,以及用于终端设备与计算机之间或多台计算机之间数据信息流动的通信控制处理机等组成的系统的集合。这个定义说明,计算机网络是在协议控制下,通过通信系统来实现计算机之间的连接的。

随着计算机技术、网络通信技术的进步和不断拓展,以 PC 机和工作站为基础,通过组建网络来构成实用的测控系统,从而提高工业生产系统安全运行监控和产品质量检测的效率,扩大信息资源的共享,已成为现代仪器和测量技术的发展方向。从某种意义上说,计算机与现代仪器已相互包容、日趋相同、密不可分,两者之间表现出全局意义上的相通性,计算机网络也就是现代仪器的网络。如果在测控系统中有更多不同类型的智能设备也像计算机和工作站一样连入网络,成为网络的节点,比如各种智能仪器、虚拟仪器以及传感器等,它们充分利用 Internet 的设施,那不仅能实现更多资源的共享、降低组建测试系统的费用,还可提高测试系统的功能,并拓宽其应用的范围。因此,为了更好地掌握网络化仪器的原理,对网络的基本概念有所了解十分必要。

4.1.1 网络分类

(1) 局域网(Local Area Network, LAN)。局域网是指十几千米地理范围内将计算机、外设和通信设备互连在一起的网络系统。局域网常见于一幢大楼、一个工厂或一个企业内,其规模较小,硬件设备相对简单。在局域网内,由于设备之间的距离较近,所以数据信息传输速率较高,误码率较低。局域网采用的技术较为简单,组建方便。局域网之所

以成为网络发展中最活跃分支,原因之一就是其应用范围不断扩展,其中就包括将网络化仪器等接入其中,以构建各种各样的网络化测量(或测试,或测控)系统。

(2) 广域网(Wide Area Network, WAN)。相对于局域网而言,广域网涉及的地域范围较大,通常可达几十千米、几百千米,甚至更大。广域网可以遍布于一个城市、一个国家,乃至全球。因为数据信息传输距离较远,所以广域网的传输速率较低,误码率较高。在广域网中,为了保证网络传输的可靠性,要采取比较复杂的控制机制。

(3) 互联网(World Wide Web, WWW)。不同的局域网与广域网可以根据需要互相连接,形成规模更大的网际网。这样的网络就称为互联网或因特网(Internet)。原理上,互联网可以到达世界的任何地方,为数据信息通信与传输突破地域障碍和时空限制提供了可能。

4.1.2 网络的构成

网络系统由网络硬件和网络软件构成。

(1) 网络硬件。网络硬件是网络系统的物质基础。要构成一个基于计算机的网络系统,首先要将计算机及其附属硬件设备与网络中的基于计算机的其他系统连接起来,实现这些系统间的物理连接。不同的基于计算机的网络系统,在硬件构成上往往存在差别。常见的计算机网络硬件有服务器、工作站、网络接口、集中器、调制解调器、终端设备及传输介质等。随着计算机技术和网络通信技术的进步,可供选择的网络硬件日趋多样化,且功能也越来越强大。

而对基于计算机构建的现代仪器网络而言,其硬件除了上述的外,还要有图 4.9-26 中除计算机以外的其他硬件。

(2) 网络软件。在网络系统中,每个用户都可以享用网络系统所提供的各种资源。与此同时,网络系统必须对用户进行控制,否则很可能造成对数据信息等资源的破坏,使网络系统本身出现混乱。为此,网络系统要借助网络软件工具对所有资源进行全面管理,以做到合理调度和分配,并按实际需求配之以相应的保密安全措施,从而有效防止用户对数据信息的不合理访问,确保数据信息不被破坏和没有丢失,以确保为所有用户提供可靠的信息资源共享服务。因此,网络软件是实现网络功能不可或缺的软环境。通常,网络软件包括网络协议软件、网络通信软件和网络操作系统。其中,网络协议软件是保证网络上一切通信、对话活动正常进行的规则,具有最重要的作用。

以下仅就涉及网络化仪器及测量的常用网络协议以及基于 TCP/IP 协议的网络软件的互联网应用等作简要介绍。

4.1.2.1 网络协议

在基于计算机的网络中,为了实现各种服务功能,就一定要在其中的计算机、终端、外设、仪器设备等之间进行各种各样的通信和对话。通信时,为了使通信双方彼此能正确理解、接受和执行,就必须遵守统一的规定,具体地,在通信内容、怎样通信以及何时通信等方面,有相互通信需求的任何两个在网络中的设备,要遵从相互可以接受的一组约定和规则。这些约定和规则的集合就称为协议。因此,网络协议是指网络中互为通信的双方必须遵循的旨在控制信息交换的规则集合。网络协议控制并规范着通信双方的对话过程,发现对话过程中出现的错误并确定对其处理的策略。

网络协议的组成一般包括语法、语义和定时规则等。涉及网络化仪器的常用网络协议有 OSI 参考模型(协议)、TCP/IP 协议和 LAN 参考模型(协议)等。

(1) OSI 参考模型(协议)。在计算机网络标准中,国际标准化组织 ISO 提出的开放式系统互联参考模型 OSI/RM

(open system interconnect reference model) 具有重要地位。OSI/RM 简称 OSI，采用高度结构化的设计方法，将网络划分为 7 个层次，如图 4.9-29 所示。其中，最低层的物理层为第 1 层，依次往上，最高层的应用层是第 7 层。

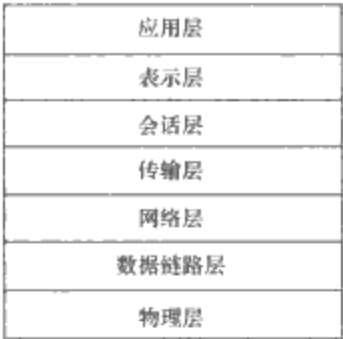


图 4.9-29 OSI/RM 参考模型

然而一台计算机上的资源毕竟有限，在同一台计算机上实现 OSI 参考模型的所有协议会占据太多的计算机资源，致使信息传输和处理效率下降。解决这个问题的通常做法是将网络通信、数据传输功能（OSI 的第 1~3 层）与数据处理功能（OSI 的第 4~7 层）分离，使它们分别在不同的设备上实现。具体地，因第 1~3 层主要负责数据传输，故一旦传输媒体和传输协议确定了，就可以采用专门的硬件设备来实现，如常利用网络适配器、交换机、路由器、通信节点机等，以提高数据传输效率；第 4~7 层的功能主要是面向数据处理和具体的应用，而且对不同的用户，可能需要进行不同的应用处理，所以第 4~7 层的功能，往往采用软件方式直接在计算机主机上实现。

考虑到实际应用的类型很多，故 OSI 仅确定各层的功能和应提供的服务，而未对如何实现作硬性规定。如前所述，实际中，高层（如第 5~7 层）协议的具体实现是由应用需求者根据具体所选用的计算机系统和应用背景及环境等自行设计的。但鉴于传输层（第 4 层）在整个通信中起着承上（用户应用）启下（通信网络）的作用，故往往都是作为一个独立的功能模块来实现的。

(2) TCP/IP 协议。它是传输控制协议/互联网协议的简称，是构建计算机网络即测量仪器网络最常用的一种协议，也是互联网采用的互联通信模型。与 OSI 的 7 层协议相比，TCP/IP 协议只有 4 层，如图 4.9-30 所示。大致地，TCP 对应 OSI 模型的传输层，IP 对应 OSI 的网络层，按照 TCP/IP 的习惯称呼，这两层称为逻辑网络；而 OSI 模型的物理层和链路层被定义为网络接口层；逻辑网络之上是应用层。TCP/IP 协议实际上是一个由多个具体协议组成的协议簇的简称。TCP/IP 协议簇在其应用层中配置有多个著名的协议及实现协议的相应软件，如远程登录协议 TELNET、文件传送协议 FTP 和简单邮件传送协议 SMTP 等。



图 4.9-30 TCP/IP 协议参考模型

IP（互联网协议）是 TCP/IP 协议簇中最主要的一个协议。它为 Internet 中的所有系统提供最基本的数据报传输机制。IP 的功能和使用方法是：第一寻址，使用逻辑网络地址；第二数据交换，使用分组交换方法；第三路由选择，使

用动态方法；第四连接服务，提供差错控制。

IP 协议为互联网数据传输构建了基础，提供了无连接、尽力投递的服务，但它不保证可靠。在其上，TCP（传输控制协议）通过增加确认重发、滑动窗口和复用/解复用等机制，为上层（更高层的）协议提供面向连接的、可靠的流投递服务。

TCP/IP 协议具有以下优点：很强的连接性，可连接所有类型的计算机和服务；可直接访问互联网；强力支持路由选择；支持简单网络管理协议（SNMP）；支持动态主机配置协议（DHCP），可动态分配客户机 IP 地址；支持 Windows 互联网名字服务（WINS），允许在 Microsoft 客户机与服务器之间进行名字浏览；支持大多数互联网协议，如邮局协议（POP）、超文本传输协议（HTTP）等；统一分配 TCP/IP 域名，便于各种网络之间的互联。

TCP/IP 是一种复杂的网络传输协议，适用于全球性网络，是互联网（internet）的基础协议。因此，它是计算机与计算机连接、计算机与网络上其他仪器设备连接的一种最常用协议；任何一种现代的计算机和操作系统都支持它。TCP/IP 协议的速度虽然不是很快，但可以在大范围、复杂的网络里进行路由选择，并提供更高的出错控制手段。

(3) LAN 参考模型（协议）。它简称 LAN/RM，目前采用的标准主要是 IEEE 802。相对于 OSI 模型，LAN 的标准化主要集中在 OSI 体系结构的最低两层（见图 4.9-31），制定出了一系列的标准和规范。IEEE 802 在物理层和媒体访问控制层通常选择三种协议：IEEE 802.3（以太网）、IEEE 802.4（令牌总线网）和 IEEE 802.5（令牌环网）。其中采用 IEEE 802.3 协议的 Ethernet 即以太网，是目前应用最为普及的一种典型的局域网，具有可靠性高、易于扩充等一系列优点，即便在重载情况下仍能稳定地工作，且具有较高的信道利用率。

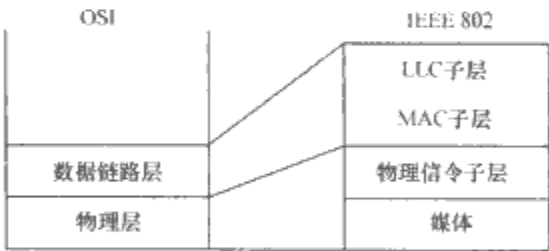


图 4.9-31 以太网的体系结构

由于局域网采用广播方式发送信息（也称媒体共享），即其中任一个节点发出的信息可为网中所有节点所接收，不需要路由功能，故局域网中可以省略独立的网络层功能，而将排序、流量控制等功能归入数据链路层去解决。鉴于局域网中允许存在多种类型的传输媒体，具有多种解决媒体共享的控制方法，所以 IEEE802 将数据链路层细分为两个子层，分别为逻辑链路控制子层（LLC）和媒体访问控制子层（MAC）。有关局域网的逻辑结构及相关标准的详细介绍可参见参考文献 [36，37]。

4.1.2.2 网络软件的互联网应用

互联网主要应用在远程登录、文件传输、电子邮件、万维网（WWW）等 4 个方面，相应的网络功能软件的具体特点如下：

(1) 远程登录（telnet）软件提供类似仿真终端的功能，支持用户通过终端仿真共享其他主机的资源。被访问的主机可以在同一地点、同一局域网，也可以在其他任何地方，只要其也接入 Internet。但为安全起见，通常 Internet 上的服务器均屏蔽了远程登录功能，即不对外提供远程登录服务，

而仅对内部人员开放。

(2) 文件传输 (FTP) 软件实现计算机之间的文件传输。使用 FTP 时, 用户无需关心对应计算机的物理位置及其所用的文件系统。运用 FTP 命令时, 要求用户在两台相关的计算机上都具有自己 (或可用) 的账号和访问权限。类似于远程登录, 文件传输也使用 TCP 连接和 TCP 端口, 所不同的是, 文件传输需要建立两个 TCP 连接, 分别用于控制信息和数据信息的传输。

(3) 电子邮件软件是 Internet 中使用最广泛的一项服务, 以存储—转发的方式支持用户之间的电子邮件交换, 具有比邮政快件更便捷的特点。在组建网络化仪器系统时, 可以根据网络化测量任务的具体需求决定是否设置电子邮件服务器。

(4) 万维网即 WWW 软件是 Internet 上最受欢迎的信息检索服务程序。它能把各种类型的信息 (静止图像、文本、声音和视频等) 有机地集成起来供用户阅读和查找。它是一种基于超链接的超文本系统。基于 WWW, 计算机网络上的用户利用浏览器 (IE 或 Netscape), 能以简单的方式访问各种媒体, 改变了以往人们观察和创建信息的方法。

上述这些网络软件对网络化仪器功能的拓展以及网络化测量的实现都是不可或缺的, 为它们的实际应用和适用范围的拓宽打下了良好的技术基础。

4.2 网络化仪器的定义

虽然仪器的网络化特征出现于 20 世纪 70 年代甚至更早, 但明确提出网络化仪器定义却是在 2000 年。网络化仪器的初步定义是: 服务于人们从任何地点、在任意时间都能够获取到测量信息 (或数据) 的所有硬、软件条件的有机集合。可见, 网络化仪器的内涵已远远超出了单个独立式仪器的范畴, 且也不是单个独立式仪器的简单组合, 而一定少不了电子化的信息传输媒介, 即电子化的信息载体, 也就是网络。

简单地讲, 具备网络功能的仪器就可称作网络化仪器。网络化仪器可以通过各种连接设备进入网络, 利用网络传递和接收测控命令、测得结果等数据信息。在网络上处于工作状态时, 网络化仪器有 IP 地址, 可以与远程仪器设备包括计算机交换信息。

网络化仪器也可分为两类, 一类是通过网络使仪器实现远程测量, 即用网络加长了仪器的“触角”, 使其应用空间更加广泛, 更通俗地说, 就是能上网的测量仪器; 另一类是用联网的计算机等完成测量, 即将计算机视为一台通用的测量仪器, 其功能的差异仅取决于其中所装的软件, 通俗地说, 就是能实施测量的微机化的仪器。

综上所述, 应用电子化的信息载体, 将测量结果通过电缆、光纤、Internet、移动通信、电视等媒介传输和显示, 使人们在任何地点、任意时间都能够获取到测量信息的所有硬、软件条件的有机集合就可称为网络化仪器。

4.3 网络化仪器的几个实例

4.3.1 网络化流量计

流量计是用来检测流动物体流量的仪表, 它能记录各个时段的流量, 并在流量过大或过小时报警。已商品化的具有联网能力的流量计, 就称为网络化流量计。使用它, 用户可以在安装过程中通过网络浏览器对其若干参数进行远程配置。在嵌入 FTP 服务器后, 网络化流量计就可将流量数据传送到指定计算机的指定文件里; STMP (简短消息传输协

议) 电子邮件服务器可将报警信息发送给指定收信人 (指定的信箱或寻呼机或手机)。技术人员收到报警信息后, 可利用该网络化流量计的互联网地址做远程登录, 运行适当的诊断程序、重新进行配置或下载新的固件, 以排除障碍, 而无需离开办公室赶赴现场。

4.3.2 网络化传感器

与计算机技术和网络技术相结合, 传感器从传统的现场模拟信号通信方式提升为现场级的全数字通信方式成为现实, 即产生了传感器现场级的数字网络化——网络化传感器。网络化传感器是在智能传感器基础上, 把 TCP/IP 协议作为一种嵌入式应用, 嵌入到现场智能传感器的 ROM 中, 从而使信号的收、发都以 TCP/IP 方式进行。因此, 网络化传感器像计算机一样, 成为了测控网络上的节点, 并具有网络节点的组态性和互操作性。利用局域网和广域网, 处在测控点的网络化传感器将测控参数信息加以必要的处理后登临网络, 联网的其他设备便可获取这些参数, 进而再进行相应的分析和处理。网络化传感器应用范围很大, 比如在广袤地域的水文监测中, 对江河从源头到入海口, 在关键测控点用传感器对水位乃至流量、雨量等进行实时在线监测, 网络化传感器就近登临网络, 组成分布式流域水文监控系统, 可对全流域的水文状况信息及其动向进行在线实时监控。再比如在对全国耕地进行的质量监测中, 也同样可利用网络化传感器进行大范围信息的采集。随着分布式测控网络的兴起, 网络化传感器必将得到更广泛的应用。

4.3.3 网络化示波器和网络化逻辑分析仪

美国某公司几年前就将联网功能作为其某系列数字存储示波器的标准性能之一, 随后又研制出了具有网络功能的逻辑分析仪——网络化逻辑分析仪。这种逻辑分析仪可实现任意时间、任何地点对系统的远程访问, 实时地获得仪器的工作状态; 通过友好的用户界面, 可对远程仪器的功能加以控制、状态进行检测; 还能将远程仪器测得的数据经网络迅速传递给本地的计算机。

4.3.4 网络化电能表

按网络化仪器的定义不难发现, 电能自动抄表系统在一定意义上也相当于一种用于测量电能数据的网络化仪器——网络化电能表。因为利用电能自动抄表系统, 经电缆或电话线或无线电或电力线路, 用电管理部门便可完成对异地用电信息的测取和监控。本篇第 4 章的 5.8 介绍的模块化电能表, 其实就是一种网络化的电能表。有关自动抄表系统方面的知识可参见本篇第 4 章的 6。

4.4 网络化仪器的实现方法

在网络化仪器中, 被测对象可通过测试现场的数据采集设备, 将测得的数据或信息通过网络传输给异地的微机化仪器去分析处理, 分析后的结果又可被执行机构查询使用, 使数据的采集、传输和分析处理成为一体, 甚至实现实时采集和实时监控。这里, 测试网络的总的功能将远大于系统中各独立个体的功能之和。网络化仪器作为一种测量/测控仪器, 其工作流程可以分为数据采集、数据传输、数据分析及结果显示四个步骤, 通常情况下, 这四步分别由传感器、总线及网络、计算机及相关软件、显示器来实现。

4.4.1 数据采集

数据采集是指从传感器和其他待测设备等模拟和数字被测单元中自动采集信息的过程。其中, 传感器是数据采集的主要载体。在网络化仪器系统中, 传感器感应物理现象, 并生成数据采集系统可测量的与所测量物理量呈比例的模拟电

信号。为了适合数据采集设备的输入范围,由传感器生成的模拟电信号必须经过调理。为了更精确地测量信号,信号调理功能单元能放大低电压信号,并对信号进行隔离和滤波。此外,某些传感器需要有电压或电流激励源来生成电压输出。

4.4.2 数据传输

仪器实现网络化后,传感器测得的数据需要通过仪器总线或网络传输给计算机或其他仪器设备,因此总线技术和网络技术的发展对网络化仪器的进步至关重要。

仪器总线是指由计算机、测量仪器构成的测试系统内部以及相互之间信息传递的公共通路,是网络化测试系统的重要组成部分,其性能在网络化仪器系统中具有举足轻重的作用。利用总线技术,能够大大简化所构建的网络化测试系统的结构,增加该系统的兼容性、开放性、可靠性和可维护性,从而显著降低相应测试系统的构建成本。总线技术的发展推动着测试系统的发展,使测试的自动化程度和集成化程度日益提高。总体说来,仪器总线可以看作是面向仪器的网络技术,而 Internet、企业内部网(intranet)和以太网(ethernet)等技术,可以看作是面向客户的网络技术。

目前最常用的仪器总线有 GPIB、VXI、PXI、LXI 等,通过相应的接口转换装置,可以将基于不同总线技术的仪器连接起来,如果将这些互联的仪器接入 Internet、Intranet、Ethernet 等网络,就可以进行数据的远距离传输,最后再通过接口转化装置与 PC 标准总线(如串行总线 RS-232/RS-485、以太网、USB、无线和 IEEE-1394)相连接,便可使由传感器测得的数据传入任何一台联网的计算机进行分析和处理。

4.4.3 数据分析

网络化仪器的数据分析工作一般由计算机软件来完成,对数据分析软件的开发和设计,可以采用通用的编程语言,也可以采用专门的软件开发工具。网络化仪器的开发软件,按照编程方式可以分为两种:一种是文本式编程语言,如 Visual C++、Visual Basic、LabWindows/CVI 等;另一种是图形化编程语言,如 LabVIEW、HPVEE 等。这些编程语言中最流行的是 LabVIEW 和 LabWindows/CVI,它们都是美国 NI 公司推出的专门面向计算机测控领域、虚拟仪器设计的软件开发平台,而且都有强大的网络开发功能。

4.4.4 结果显示

在由网络化仪器构成的测量或测控系统中,计算机的显示器承担了主要的数据显示任务。

4.5 网络化虚拟仪器

网络化虚拟仪器也称为虚拟仪器的网络化,其一般特征是将虚拟仪器、昂贵的外部设备、被测量点以及数据库等纳入网络,实现仪器资源和测得结果等的资源共享;使处在不同地方的各虚拟仪器通过网络被集成到一起,共同完成测量(或测试,或测控)任务。网络化虚拟仪器已不再是一个单台独立式仪器的概念,而是一个由多台虚拟仪器及其他设备经网络互联在一起的一个功能更为强大的测量(或测试,或测控)仪器系统。

分立式的仪器设备一旦联网,所形成的测量网络的功能将远大于其中各个子部分的独立功能。各种类型的虚拟仪器或虚拟仪器系统一旦联网,便构成了网络化的虚拟仪器。根据具体测量(或测试,或测控)任务需求,可以构成不同的网络化虚拟仪器。利用网络化虚拟仪器,不仅可以在任意时

刻、从任何地点获取测量数据信息,而且可以进行异地或远程数据采集、测控、故障检测、报警甚至实施计量检定等。

4.5.1 网络化虚拟仪器的一般结构

网络化虚拟仪器一般包括:网络操作系统、可接入网络并能正常发挥测量功能的虚拟仪器、分散的 I/O 模块、数据采集板卡和控制器等。网络操作系统一般选择 Windows NT,因为它的互联性好、可靠性高。现有的虚拟仪器平台已具有多种网络方面的功能,这使得构建网络化虚拟仪器没有障碍。在网络化仪器服务范围内的所有测量节点上,都不能缺少 I/O 模块,它具体包括 I/O、接线和连网等功能单元,用户可以通过以太网将 I/O 模块集成到已有的虚拟仪器中,或与 RS-232、RS-485 等串行设备通信连接。测量网络中的数据采集板卡(DAQ)必须带有远端数据设备访问的驱动软件(RDA),以实现网络上的资源共享。网络化测量环境中使用的仪器必须带有网络功能的控制器。

实现虚拟仪器的网络化,就首先要将虚拟仪器的基本构成部分组件化,并且其每个组件都应具有数据的发送和接收功能。这些组件也可被看成是网络化虚拟仪器的组成部件。常用的组件包括:信号获取和前置信号预处理组件、信号处理组件、数据存取组件、信号显示组件等。对于虚拟仪器的基本组件,要依托网络技术将它们分布放置在网络的不同位置,从而组成各种网络化虚拟仪器,如网络化示波器、网络化 FFT 分析仪等。图 4.9-32 示意了网络化虚拟仪器的构建方法。

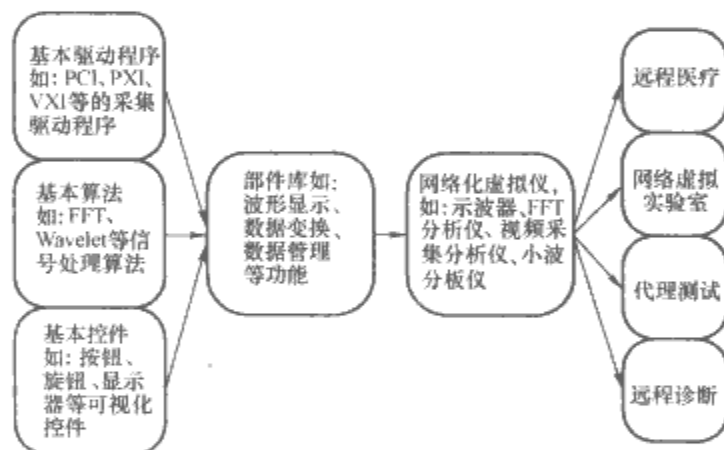


图 4.9-32 网络化虚拟仪器的构建方法

根据客户端和服务器的不同,常见的网络化虚拟仪器包括基于 Client/Server (C/S) 模式的网络化虚拟仪器和基于 Browser/Server (B/S) 模式的网络化虚拟仪器。这两类网络化虚拟仪器都是在虚拟仪器的基础上增加网络通信能力,从而具有了测量仪器和网络服务器等双重功能;它们能够从网络接受命令,提供远程测量服务,并经网络返回测得结果。

4.5.1.1 基于 C/S 模式的网络化虚拟仪器

C/S 模式是网络应用的一种常见模式。在 C/S 模式中,一部分应用进程(客户)获得另一组应用进程(服务器)提供的服务。对于网络化测量仪器系统的构建,Client/Server 模式是一种比较成熟的方案。在网络化测量环境下,网络化仪器设备 A(其中少不了计算机)采集外部测量数据信息,并将数据信息传递给其他网络化仪器设备(B、C 等,当然其中也少不了计算机),此时,A 相当于一个服务器;同时,作为一个客户,A 又接受其他网络化仪器传来的指令和数据信息。多台网络化仪器设备执行不同的功能,实现不同的服务器和客户角色,借助网络环境,就可以实现测量数据的远程控制和分析处理。

客户端应用程序首先打开一个服务器的连接,然后发送

命令到服务器,并得到反馈信息,如果连接正确,则接收服务器的数据;否则,返回错误信息并关闭与服务器的连接。

服务器首先进行初始化,成功后,程序进入等待客户端连接命令的循环;一旦连接建立,程序将等待接收命令,然后执行命令并返回结果,直到连接结束;程序再次执行上述过程,直至服务器被关闭。

基于C/S模式的网络化虚拟仪器测量系统的特点是,系统的不同功能模块分布在不同的网络化仪器上,对于不同的测量或测控任务,可通过灵活改变系统的软件模块来实现,然后依靠C/S模式将系统的各功能模块整合起来,数据信息则通过网络进行传输。以这种模式实现的网络化测量仪器系统分工明确,对于不同的测量或测控要求,只需改变相应服务器或客户机的功能即可。这种模式的网络化虚拟仪器如图4.9-33所示。

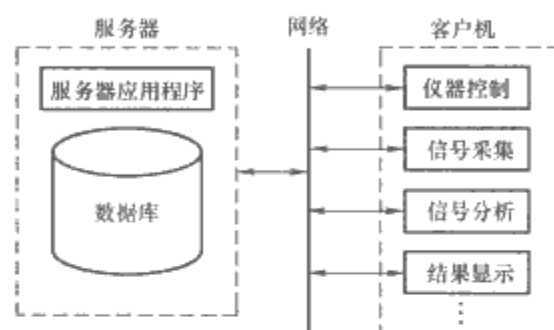


图 4.9-33 基于 C/S 模式的网络化虚拟仪器

网络化仪器系统的这种构建模式,具有适应地理分散性测量需求、数据完整性好、测量数据传输安全性好、测量数据处理速度快等优点。但这种结构具有维护升级困难、跨平台性较差、开放性差、系统资源耗费大等固有弱点。

4.5.1.2 基于 B/S 模式的网络化虚拟仪器

构建基于 B/S 模式的网络化虚拟仪器的基本方法是:将虚拟仪器放在服务器上,当用户利用浏览器访问网络化虚拟仪器主机时,虚拟仪器被自动下载到客户机上,并嵌入到浏览器中运行。这种构建模式的优点是实现了所谓“瘦客户端”,即客户端不再负责处理复杂计算和数据访问,而只负责相应的显示,因此在客户端只需要浏览器环境,而不需要安装其他软件。图4.9-34为基于B/S模式的网络化虚拟仪器。按照图4.9-34,客户端浏览器通过网络向Web服务器发出请求,Web服务器收到该请求后,将用户所需的虚拟仪器发到客户端的浏览器上,用户就可以在浏览器中使用虚拟仪器了。

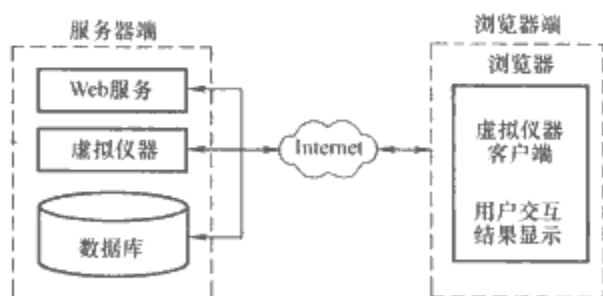


图 4.9-34 基于 B/S 模式的网络化虚拟仪器

在这种网络化虚拟仪器模式下,根据实际情况和测量任务的复杂度,可以将测量仪器的功能在客户端与服务器端进行合理的调配。例如在电工原理的远程实验教学中,浏览器端从服务器端下载的虚拟仪器仅包含仪器的控制面板和显示面板,而对电压、电流、阻抗等信号的采集和分析处理等,则全部留在服务器端完成。在这种远程测量中,服务器负责对被测信号的采集和传输,而客户端的虚拟仪器程序只对测

得信号进行分析,并以数值、波形、直方图、相量图或频率特性曲线等方式显示出来。

在构建一个复杂的网络化虚拟仪器测量(或测控)系统时,要灵活地运用上述构建模式,根据实际需要和已有条件,选择其中一种或两种组合在一起的模式,以更好地完成测量或测控任务。

4.5.2 网络化虚拟仪器的功能

网络化虚拟仪器具有相当丰富的功能,其中最典型的功能有数据发布、数据共享、远程控制和分布式处理等四种。

(1) 数据发布。由网络化虚拟仪器可将测量结果制成报告,并通过Web与他人共享。测量结果报告是传统的打印报表的电子版,但它也可很容易地由浏览器实现。

(2) 数据共享。在网络化虚拟仪器环境下,数据发布意味着在不同的虚拟仪器之间传送实时数据,以便按各自的需要对数据进行相应的分析处理。这种数据共享方式,进一步满足了用户的个性化需求。在许多场合,人们需要实时获取采集数据,以便通过网络加以监测或控制,并还可能要将测得结果传送到下一个分析处理环节。这种情况下,仅仅使用报表显然不能满足用户需求,因而就需要基于上述的方式实现测量数据的共享。

基于TCP/IP或UDP数据报技术,可以实现测得数据的网络传输和共享。DataSocket等开发控件和技术的出现,也均非常适合网络化虚拟仪器的数据共享。

(3) 远程测量或测控。利用网络化虚拟仪器,不仅可实现数据的发布和共享,还可以完成对远程测量任务、远程测控过程的参与和监视。远程测量或测控,对完成恶劣环境下的测量任务,对于解决需要不间断地实施监测与控制的一类工作是不可或缺的途径和手段。在被测或被控对象与实施测量或控制人员之间使用装有远程测量或控制的应用软件,配置相应的参数,便可以实现远程测量、操作、监视和维护等。

Windows XP引入了远程桌面和远程助理技术,为用户部署远程测量或测控功能提供了便利条件。利用远程桌面技术,被支持的操作者可以登录远程支持者的网络化仪器,就好像地处远程的网络化虚拟仪器位于操作者面前一样。使用远程助理技术,操作者可以操作地处远程的网络化虚拟仪器,也可以放弃控制权但保留对网络化虚拟仪器的监视权。

在有些时候,用户只需要在测量或测控前设置参数,而无需控制整个测量或测控过程,以便在低带宽条件下也能完成测量或测控任务。在这种情况下,公共网关接口(CGI)和网络开发工具ASP.NET技术等都不错的选择——动态网页接收用户设置的参数后,自动完成测量或测控任务,并将结果传送给浏览器进行动态显示。

(4) 分布式处理。集成网络化虚拟仪器的数据发布、数据共享和远程测量或测控等功能,通过软硬件的合理部署,可在网络化虚拟仪器系统的多个节点实现数据的采集和分析处理。这种所谓分布式处理的工作方式,充分应用了网络技术于测量或测控领域,是网络化虚拟仪器的一种很好的实现方案。充分利用网络,可以实现分布式的计算,将某些仪器设备用于测量数据的实时采集和控制,而将离线分析和表述交由其他仪器设备完成。由于每一个仪器设备都被优化为仅执行一些特定的功能,而数据信息可以在系统中所有仪器设备之间共享,即在网络的支撑下,其中的所有网络化虚拟仪器就构成了一个一体化的、完整的测量或测控系统。通过网络来连接地处不同位置的各种测量对象或测控对象,可以开发分布式测量或测控组件,使每一台网络化虚拟仪器完成部

分功能。从分布式测量或测控节点采集到的数据信息经网络传送给主计算机,由它分析、处理数据,产生报表,并将结果信息传送给浏览器及时发布。

4.5.3 网络化虚拟仪器及应用的关键技术

(1) 测量参数的实时传输。网络化虚拟仪器不仅要解决双方或多方之间测量数据的实时传输,还要解决双方或多方之间的声像联系问题,而后者对网络带宽的要求比前者要高得多。在网速较慢、带宽较窄的情况下,这很可能成为制约网络化测量任务按需完成的瓶颈。此外,由于数据远程传输的网络延时特性并不恒定,难以确切知晓,故基于网络化虚拟仪器实施网络化测量时,应尽量避免某些对时间延迟特别敏感的闭环控制。

(2) 构建模式的选择。到目前为止,网络化虚拟仪器仍未形成统一的设计规范。现有的网络化虚拟仪器大多采用 C/S 模式。在该架构下,不仅要为服务器开发相应软件,还要为客户端开发专用软件,而且当服务器软件升级或发生改动,客户端程序也必须相应变动。同样, B/S 模式也存在自身无法克服的缺陷。已经有一种混合 C/S 与 B/S 模式构建的网络化虚拟仪器。在该混合构建模式中,服务器既充当 C/S 模式中的服务器,又是 B/S 模式中的 Web 服务器,即它同时监听客户机(客户端)和浏览器的请求,当请求到来时,要判别是客户机请求还是浏览器请求,并进行相应的处理,最后把结果发送给客户机或浏览器。客户端的应用程序有两种:一种是 C/S 模式中的客户机程序,负责向服务器发送请求,接受数据,并进行数据处理显示;另一种是 B/S 模式中的普通浏览器,如 IE 浏览器等。客户机通过浏览器登录到指定 IP 地址的测试(功能)服务器,并请求进行远程操作。服务器允许并建立 TCP 连接后,客户端通过 ActiveX 控件提供的操作界面进行远程监控、维护等操作。同时, ActiveX 控件实时显示现场的过程参数、报警状态及现场测量或测控仪器设备的参数和工作状态。这种结构在很大程度上可克服单一按 C/S 模式或 B/S 模式构建网络化虚拟仪器的缺陷。有关网络化虚拟仪器的构建模式的更详细的知识,可参见参考文献 [37]。

(3) 网络安全问题。网络安全是非常关键而又无法回避的问题,主要包括所传输的测量数据的完整、保密和可用等因素。由于网络协议大都采用较为宽松的安全策略,使得网络安全受到威胁。为了保证网络化测量客户端数据访问、数据传输的安全性以及网络传输测量数据信息的可靠性,必须建立一整套的网络安全策略。譬如,制订合法用户的使用权限等级,采用口令系统,防止非法用户的访问;采用防火墙技术,提高服务器端的安全等级;采用数据加密技术,防止数据在传输过程中被非法用户窃取,造成重要测量数据信息、关键试验结果的泄密等。

5 仪器设备网络

随着科学研究不断向宏观和微观尺度发展和深入,学科交叉日益增多,常常需要联合众多位置分散的仪器设备共享与协同工作。此外,最大限度地共享大型科学仪器,打破地域限制,可以提高其利用率,避免资源浪费和重复购置。

网络是在日益发达的网络传输设施基础上建立起来的信息处理基础设施,它将分散在网络上的各种仪器、设备和信息以合理的方式粘合起来,形成高度集成的有机整体,向用户提供强大的计算能力、存储能力、设备访问能力及前所未有的信息融合与共享能力,并且为仪器设备的深层次资源共享与协同工作提供了可能。

5.1 网络基础

网络(grid)最初是借鉴电力网的概念提出的。电力网提供统一形式的电能,用户使用电能时,无需考虑它来自何处以及是如何产生的。而网络最初希望提供给用户的是与地理位置无关、与具体计算设施无关的计算(广义的计算,可理解为问题求解)能力。但近年来,网络技术已突破了计算的范畴,其内涵不断拓宽。网络研究权威 Ian Foster 指出,网络是构筑在互联网上的一组新兴技术,它通过高速共享网络,连接地理上广泛分布的异构资源,包括计算机、数据库、科学仪器、文件系统和超级计算系统等,并通过这些资源的协同,解决那些通常需要许多 CPU 或存储器才能处理的问题。

5.1.1 网络与网络

网络建立在网络之上,但又有别于网络。网络是网络的物理基础,没有高性能的网络,网络的形态无法体现。网络是信息传输的基础设施,而网络则是信息处理的基础设施。网络实现的是数据传输,网络则在网络基础上直接支持应用。

5.1.2 网络的特点

网络的资源是分布的,这是它在物理上的特征;网络的资源又是可以充分共享的,这是网络在软件支持下可实现的逻辑上的特征。解决分布资源的共享问题,是网络的核心任务。

网络的局部和整体之间存在着一定的相似性,这种自相似性在网络的建构和研究过程中具有重要意义。例如,大规模网络的建设可以从小规模的区域性网络建起,进而将多个区域性网络进行连接,最终建成大规模的网络。

网络中的原有资源可能因某种原因而变为不可用,也可能又有新的资源加入网络,因此,网络必须具有良好的扩展性。同时,由于网络的资源是异构和多样的,所以,网络还要解决不同结构、不同类别资源之间的通信和互操作问题。

网络的管理具有多重性,允许网络资源的拥有者对自己提供的网络资源进行自治性管理;同时,又要求所有网络资源必须接受网络的统一管理。

5.1.3 网络的应用

当今,网络应用已远超出了大规模计算的范畴,已扩展到分布式超级计算、信息集成、数据密集型计算、远程沉浸和分布式仪器系统等领域,并且在不断扩大。

5.2 仪器设备网络及应用

网络技术将高速互联网、高性能计算机、大型数据库、传感器、贵重仪器设备等资源融为一体,提供协同式的科学研究基础设施平台,构成了所谓仪器设备网络,并已在若干领域成功应用。

5.2.1 地震工程研究仪器设备网络

仪器设备网络研究大致始于 1999 年。美国国家科学基金会支持的 George E. Brown Jr. 地震工程和模拟网络计划 NEES,旨在通过建立仪器设备网络推进地震工程研究,以更有效地降低地震造成的损失。正在构建的 NEES 网络(NEESGrid)的核心功能,就是将分布在全美国不同地理位置的地震测量仪器(包括设备站点的振动台、离心机、造波水池及各种传感器、遥感设备和远程观测仪器等)集成到网络之中,使研究者无需亲自到实验现场就可以远程地设计、执行和监控地震的各种模拟实验。NEESGrid 不仅是实验装置、监测设备、测量仪器的网络化连接,它能使全美的地震

工程研究人员协同工作，共享最好的研究设备和科学仪器。这可能引发地震研究的变革，解决非网格环境中未曾解决的
重大和疑难问题。

5.2.2 昂贵 X 射线仪器设备网络

XPort 项目由美国能源部下一代互联网试验平台计划资助、印第安纳州立大学等多所美国高校共同完成，其目标是使科学仪器的远程使用达到前所未有的方便程度。该项目在网络的支撑下，提供了对几台昂贵 X 射线结晶设备的远程访问以及这些仪器的使用规划、协同操作、数据获取、测得结果筛选和分析等功能。用户把需要研究、分析的晶体邮寄到异地的仪器所在地，不出自己的实验室就可获取到该晶体内部结构的可视化图像，如图 4.9-35 所示。XPort 项目大大简化了巨型分子晶体结构的分析工作，不仅使研究者能够异地、远程使用大型贵重仪器，提高了大型贵重仪器的利用率，而重要的是，还建立起了一个协同研究的平台，使原本分散、彼此孤立的研究工作，可以更方便地以团队的方式开展，为交叉学科研究和快出成果等创造了条件。

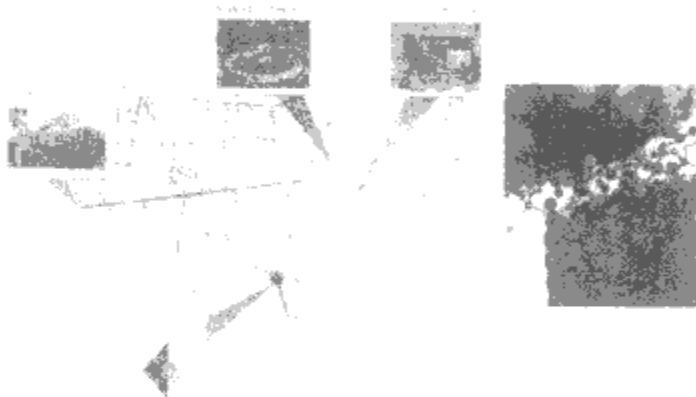


图 4.9-35 XPort 网络及完成的晶体可视化结果

5.2.3 癌症远程医疗网络

英国剑桥大学与西英格兰癌症网联合进行基于网络的远程医疗试验项目，自 2005 年开始启动癌症网格（Cancer Grid）建设，2006 年已可对 160 万人提供癌症医疗服务。该系统不仅支持多方视频交流以及放射图像的实时传输、存储和检索，且可远程接入理疗模拟计算应用程序，从而能对异地的病例记录进行数据挖掘，以辅助临床诊断的决策。基于该系统，居住在很广地域的癌症患者都可通过癌症网格，不离开居住地就得到异地权威癌症专家的诊断治疗，如图 4.9-36 所示。

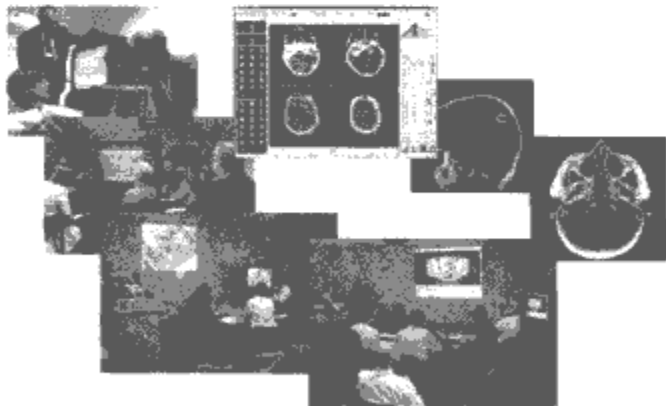


图 4.9-36 基于网络的远程癌症医疗

5.2.4 互联大电力系统监控网络

网络技术的概念源于电网，其应用也已在计算机技术、网络计算、网络技术和现代控制理论等的支撑和应确保更大规模电网安全的需求的激励下，回归到了对互联大电力系统的监控。

在我国，几年前就已开始了基于网络计算的互联大电网

电力系统分布式监控系统（即中国电力网格）的研究，并已取得可喜的成果。国家层次电力网格（简称电力网格）的构建，旨在整合各级调度中心的监控数据信息和计算资源，达到相互间计算能力和检测、监控、管理等数据信息资源的共享，以实现全电网（互联大电力系统）的准确仿真和检测，并在此基础上实现实时、正确的控制。电力网格的具体服务运行模式是：利用网格技术将各调度中心的检测、监控、管理数据信息资源以及计算资源等加以整合，使其成为电力网格中的一个节点。任一节点向电力网格提出一体化仿真服务请求，电力网格便自动调度资源，实施分布式计算；同时要求每个节点都对所辖局域电网（子电网，如市电网或省电网）根据其详细的模型进行仿真，并向电力网格递交与相邻局域电网联系的线路运行参数。电力网格在协调分布式计算产生的误差并保证计算结果收敛后，给提出服务请求的用户（任一子网）返回计算结果。电力网格在提供服务的过程中，没有任一子网模型的简化和等值，即所得到的结果是全电网一体化的；由于仿真计算是分布完成的，故也无需各调度中心间的海量数据传输；各调度中心对参数的保密性要求也可得到满足。这种监控管理模式下涉及的检测数据和计算资源管理、网络安全、服务质量保障等，均由所构建的电力网格平台予以保证。

基于当今大电网中测量与控制已密不可分、高度融合的现实，按照“计算机就是仪器”、“软件就是仪器”及“网络就是仪器”等现代测量的思想来看电力网格，将其理解为互联大电力系统仪器设备网络是不无道理、有事实依据的。

5.3 仪器设备网络的构建模式和原则

仪器设备网络的构建需经历三个逐渐深入的阶段，即信息网络实现分布环境下仪器设备信息的全面共享；仿真网络实现仪器设备的远程操作；服务网络在前两者基础上实现对仪器设备的协同操作。

图 4.9-37 为一种仪器设备仿真网络体系结构。为利用这样的仪器设备网络，用户首先需了解远程仪器设备的功能、操作流程并进行业务建模，然后选择合适的建模工具，根据业务模型建立可视化的仪器设备仿真模型，并将它们存储到仿真网络的设备模型资源库中。当用户需要使用远程仪器设备时，需先通过仿真网络交互界面提交一份仪器设备使用申请单，仿真网络系统接收到该申请单后，通知任务代理模块，依据就近原则调度资源，确定可共享的远程仪器设备以及网络中相应的仿真模型后，将信息反馈回仪器设备使用申请者。用户操作仿真网络中的仪器设备仿真模型，基于网络接口协议实现对远程仪器设备的操作和监控。此项技术为仪器设备资源共享的实现提供了一种可行的解决方案，已在我国高校仪器设备和优质资源共享系统中得到应用。

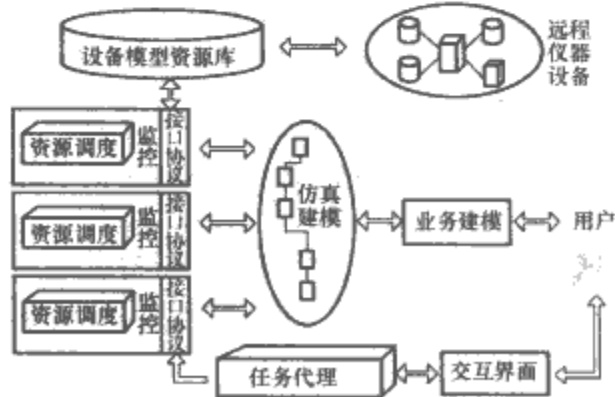


图 4.9-37 仪器设备仿真网络体系结构

为完成一个复杂的试验测量任务，往往需要大量网格服务与仪器设备资源之间的交互、协调和组合，并应按照期望的流程自动运行。随着仪器设备资源的不断增加，用户在建立所需仪器设备网格应用时面对着一个巨大、动态、复杂的决策空间，即需要在众多可选的仪器设备服务中做出决策，且在满足用户需求的同时，还要使服务流程尽可能优化。图 4.9-38 为一种仪器设备网格服务组织模型，按照该模型，网格服务是可以层次化的。一个复杂的高级服务可由多个简单服务组成，这些简单服务可来自同一台仪器设备，也可由地理上分布的不同仪器设备提供。用户需要仪器设备服务网格处理的任务可能是独立的，也可能由若干个子任务组合而成。所有符合相应规范的仪器设备网格服务，都可以成为服务链中的一个元素，用户的任务与仪器设备网格资源中任何一方的改动，都不会影响到另一方，从而实现了仪器设备的统一操作和协作共享。

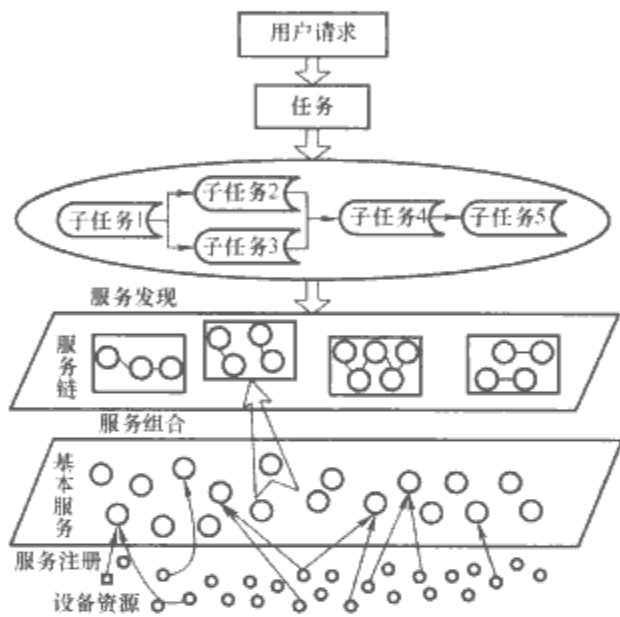


图 4.9-38 仪器设备网格服务组织模型

为解决机电仪器设备的共享问题，有人已构建出一种所谓 M 网格模型。该网格侧重于组织动态变化的分散资源，对外提供高质量的个性化服务，而不关注单个资源对外服务的细节，且实验证明，该网格模型能较好地适应机电仪器资源对外提供网络化共享服务的特点。M 网格模型主要由网格服务器、连接器和资源三部分组成，其中网格服务器负责管理和调度网格资源、实现网格服务。其网络结构如图 4.9-39 所示。

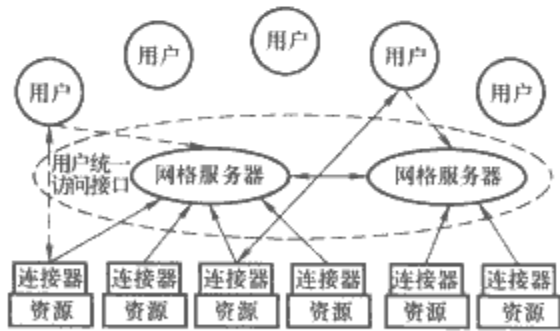


图 4.9-39 M 网格模型网络结构

图 4.9-40 为基于 M 网格模型开发的分布式机电仪器网络化共享支持系统结构。其中，网络服务器由数据库服务器、信息服务器、应用服务器和协同服务器组成，它们相互配合，共同实现对分布式机电仪器服务网络的管理。重庆大学利用这种系统结构创建的分布式机电仪器服务网络，已用于对校内外用户提供利用多台贵重机电仪器设备的共享服务。

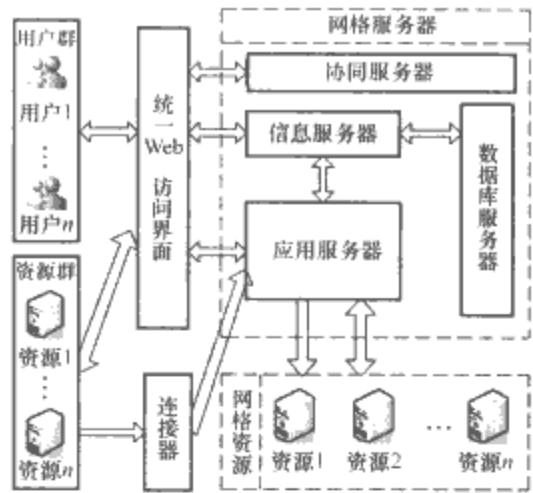


图 4.9-40 基于 M 网格模型开发的分布式机电仪器网络化共享支持系统结构

在能源、水文、地质、运输及航天等众多领域均广泛存在复杂的分布式测量或监控任务，如故障诊断和预报等，常常需要规模庞大的数据采集和测量系统，其中必然要用到许多位置分散、类型不同的测量仪器（包括传感器），如 GPIB 仪器、PC 仪器、VXI 仪器、USB 仪器、LXI 仪器等。在这种情况下，借鉴共享和协作的理念，将单位内部、跨单位甚至是跨地区的多台测量仪器集成起来，组成仪器设备网络，屏蔽异构仪器设备的差异和地理上的分布性，协同完成测量任务，将是一种有实用价值的选择。仪器设备网络中的高性能计算机能够根据用户的需求，把得到的测量数据加工成信息和知识并加以存储，形成知识库。网络中的人—机、机—机、人—人之间可以进行任意的交互和沟通，将各领域的专家和知识库充分结合起来，协同完成监测和诊断任务。

仪器设备网络已实现了仪器设备信息共享、远程操作等功能，基于仪器设备网络构建的服务链系统有可能成为未来发展的主要模式之一。仪器设备网络能够将网络中仪器设备提供的业务功能以服务的形式表示并发布出来，每种服务都清晰地显示其业务流程和价值，用户可通过仪器网络对外发布业务的接口来享有这些服务。例如，对于计量检定/校准领域，可构建基于校准设备网络的服务链系统。服务的提供者（上级计量单位）在服务中心注册后，即可在网络上发布能提供的计量检定/校准服务信息，服务中心根据用户提交的业务需求为其确定最佳的服务提供商（上级计量单位）；达成服务协议后，上级计量单位将其便携式传递标准运送至用户所在地，通过网络完成对用户仪器设备的远程自动校准服务。网络中的海量存储系统可存储庞大的校准数据，管理并支持来自异地的需求访问等；高性能计算机负责复杂不确定度计算、校准数据和图像的实时分析、显示等。

仪器设备网络是建立在互联网之上的基础设施，因此，它必然在很大程度上采用成熟的互联网和仪器设备的标准协议。但构建仪器设备网络，也需要对标准协议和服务进行新的定义，建立多层次的横向技术标准和平台，以满足不同层次仪器设备资源和应用集成的需要。

5.4 仪器设备网络的关键技术

5.4.1 体系结构

网格体系结构是网络的骨架，表征网络的组成，描述各组成部分的功能、目的和特点，同时给出网格各组成部分之间关系以及如何将各组成部分有机结合，以形成完整的网格等。只有建立合理的网格体系结构，才能设计和构建出好的网格。目前比较成熟的网格体系结构有两种，即五层沙漏结

构和开放网格服务结构 (Open Grid Services Architecture, OGSA)。五层沙漏结构以协议为中心, 强调资源共享; 而 OGSA 则以服务为中心, 注重服务共享。

仪器设备网络的体系结构, 可在上述两种体系结构基础上根据具体情况进行适当调整和简化。例如, 在机电仪器资源共享系统中, 任务通常由一台机电仪器完成, 即使需要分解成子任务由多台仪器共同完成, 各子任务间也相对独立, 无需考虑强耦合任务带来的并行运算、冲突机制、子任务通信等, 所以其体系结构并不复杂。

5.4.2 资源封装与管理

未经封装的仪器设备无法在网络上共享使用。因此, 首先要对仪器资源进行共享封装, 提供符合仪器特征的软件操作接口, 屏蔽资源的异构性, 以一致、透明的方式供用户访问, 使仪器设备资源从特定地理位置的束缚中解放出来, 可经网络被送至任何地点, 实现网络资源彻底与地理位置无关的技术目标。

资源管理的主要任务是封装好的仪器设备资源管理起来, 包括资源的注册和注销, 资源信息的收集和更新, 使用过程中资源的发现、定位、迁移, 以及根据用户请求进行资源的预约和分配等。

5.4.3 安全机制

本质上讲, 网络的安全保障主要提供访问控制服务和通信安全服务, 但这两种服务还不能完全解决网络环境下的安全问题。网络环境必须能够满足用户安全、高效使用各种资

源的需要。因此, 网络环境必须具有抵抗各种非法攻击和入侵的能力, 并能在受到攻击和入侵时采取有效措施, 以维持系统正常、高效运行和保证系统中各种信息的安全。现有的较为完整的网络安全机制, 是美国网络研究机构 Globus 提出的网络安全基础设施 (Globus Security Infrastructure, GSI)。GSI 能提供一系列的安全协议、安全服务、安全软件开发工具包和命令程序, 如安全应用编程接口、相互安全身份鉴别技术、单点登录技术等。通过使用这些安全技术和服务, 可有效保证网络环境的安全性和方便性。

5.4.4 网格门户

网格门户 (grid portal) 是一个基于 Web 的应用服务, 它为用户提供统一的身份认证、授权、个性化设计、计费等服务, 是访问网络的接入点。用户只需在一个界面登录进入网格系统, 就可以访问所有授权的仪器设备资源。

5.4.5 网格开发工具

网格开发工具 (globus toolkit) 由美国人开发, 是专门用于规划和组建大型网格试验和应用平台, 被公认为目前应用最广泛、最成功的网格应用开发工具。经过十几年的发展和不断改进, Globus Toolkit 先后已推出了 4 个版本。

Globus Toolkit 实现的内容主要包括网络安全、网络信息的获取和发布、网络资源管理、广域网环境下网格远程数据的传输等。有关 Globus Toolkit4 的具体内容, 可登录网格联盟官方网站 (www.globus.org) 去查找和下载。

续表

| 磁化状态 | 测量参量 | 测量仪器 | 适 用 范 围 |
|------|------------|------------|------------------------------|
| 静态磁化 | 磁化强度 | 振动样品磁化强度计 | 测量材料的磁化强度、磁矩 |
| | | 磁秤 | |
| | | 转矩磁化强度计 | 测量磁各向异性、饱和磁化强度 |
| | 磁化率 | 磁秤 | 测量静态下材料的磁化率 |
| | | 振动样品磁化强度计 | |
| 动态磁化 | 磁化曲线、磁滞回线 | 电压表、电流表 | 测量材料、器件的磁化曲线和初始磁导率等 |
| | | 铁磁仪 | 测量软磁材料的动态磁特性 |
| | | 动态磁性自动记录装置 | |
| | 磁感应强度、铁心损耗 | 爱泼斯坦方圈装置 | 测量硅钢片的铁损耗等 |
| | | 单片铁损耗仪 | 测量单片硅钢的铁损耗 |
| | 复数磁导率 | 交流电桥 | 测量 1kHz~5MHz 频率范围内的铁损耗、复数磁导率 |
| | | Q 表 | 测量 100kHz~10MHz 频率范围内的复数磁导率 |
| | | 同轴线 | |

1.3 磁测量的特点

- (1) 磁测量都是利用特殊的一次变换器亦称磁传感器来实现的。磁传感器坚固且不易受温度、湿度等的影响，它可通过非接触方式拾取被测对象信号，进而实现对它的测量。
- (2) 磁测量的某些方法和所用仪器的灵敏度、准确度远比电测量要高。例如，用核磁共振法测量小电流，以超导量子干涉法作电压基准等。
- (3) 磁测量的内容非常广泛。磁测量的方法几乎涉及物理学和技术科学的各个方面。例如，从经典的利用机械力式的、电磁感应的，到利用最新核磁共振技术、超导电子学、光纤技术、计算机技术等。磁测量的量值范围，从脑磁场 (10^{-14} T) 到强功率脉冲磁场 (10^3 T)，从弱磁材料到高磁能积材料等。
- (4) 磁测量是一门既古老又年轻的学科。磁测量与地球物理、原子核物理、加速器工程、可控核聚变工程、宇航工程、军事探潜、生物磁学、考古学、电机与电器、农业、交通等领域都有着极为密切的联系。同时，磁测量与某些学科相结合，又形成了一些边缘科学。磁测量在现代工程技术中有很多重要的应用。

1.4 磁测量的发展趋势

- (1) 随着磁测量应用技术领域的不断扩展，其测量范围必将进一步拓宽。例如，磁流体发电、受控热核聚变装置、磁悬浮列车、电磁泵等能源动力技术的发展，要求能准确测量的恒定磁感应强度要达到 10T 以上。在研究物质的某些性质和探索宇宙星体奥秘方面，要求测量磁感应强度高达 10^3 T 的磁场。同时，生物磁学和医疗水平的提高，要求测量人体的心磁、脑磁以及高级神经活动的磁场，需要提供测量理论极限水平 10^{-15} T 的超导量子干涉仪。
- (2) 随着磁场和磁性材料应用范围的扩大，对于测量的频率范围、环境条件等不断提出更加苛刻的要求。例如，在低温电工学和电能储存技术的发展中，要求研制能在 2~243K 工作温度范围内测量磁感应强度达 10^{-9} ~10T 的恒定磁场的仪器，且要求其准确度应达到 5×10^{-2} ~ 2×10^{-5} ；同时还要求相应测量仪器的工作频率要扩展到 500kHz 以上，并在 283~308K 温度范围内能测量的磁感应强度要小到 (10^{-8} ~ 3×10^{-3}) T，准确度还要达到 5×10^{-2} 。对一

- 些高磁能积永磁材料的测量，也要求温度条件超出 (273 ± 100) K 范围。在某些情况下，还要求仪器能在超低温 (0.01K) 和高温 (500K)、高真空和高压以及宇宙空间、超深井等极限条件下能实施相应的测量。
- (3) 科学技术的进步、新型磁性材料和新器件的出现以及一些新物理效应的发现，使得一些新磁传感器和新磁测量方法应运而生。例如，由于工艺水平的提高，霍尔磁传感器件、超导量子干涉器件 (SQUID) 将会高度集成化，从而可实现多探头的“点”测量和梯度磁场测量。由于高温超导材料制备技术和制作工艺的进步，已经可以将 SQUID 从液氮温度提高到液氮温区下应用。另外，利用光纤技术的磁传感器目前测量恒定磁场的分辨力已达 2×10^{-9} T，薄膜电阻传感器测量磁场的范围已达 100nT~10mT。
- (4) 根据磁测量是非接触的、受温度和湿度影响小、磁传感器比较坚固等特点，磁测量方法将扩大在频率、角度、位移、电流、温度等一些基本量的测量中的应用。特别值得一提的是，应用磁场测量仪器可能检测电子仪器在工作过程中散射的电磁场，从而可获得关于各种参数如振动、频率、持续时间等信息，这对非接触检查、诊断电子仪器和集成电路的质量指标等都是非常有意义的。

- (5) 传统的磁测量仪器必将不断改进，逐步向数字化、智能化、模块化和网络化发展。由于磁性材料生产规模的扩大和质量的不断提高，单纯的磁测量已经不能满足生产过程自动化的要求，而应该把测量、控制、分选等连成一体并与计算机紧密结合，形成多参量、多通道的自动磁测量系统。

2 磁场测量

由于磁感应强度 B 可以同时用于表征磁介质和真空中的磁场特征，因而它比磁场强度 H 具有更普遍的意义。因此，在磁场测量中，往往用空间 (真空或空气中) 的磁感应强度 B_0 来表征磁场的性质。在国际单位制中， B_0 与 H 在数值上和量纲上都是不一致的。

2.1 电磁感应法

电磁感应法是以电磁感应定律为基础的磁场测量方法。该方法的基本原理是：在磁场中放置探测线圈，并通过移动、转动和振动等方式使线圈中的磁通量改变，进而由感应电动势来确定磁场的大小。实现电磁感应法的传感器结构和

相应的工作原理在表 4.10-3 中给出。

2.2 电磁效应法

电磁效应法是利用金属或半导体中通过的电流在被测磁场作用下产生电磁效应来测量磁场的方法。相应的电磁效应主要是指霍尔效应、磁阻效应、电磁复合效应等，它们的基本原理、数学模型及特点等见表 4.10-4。

在上述几种电磁效应中，霍尔效应的应用最广。利用霍尔效应原理制成的特斯拉计，在电机工程、电工仪表中有许多应用。例如，测量仪表磁系统的空气隙磁场，测量悬丝及框架的磁性；测量电机、变压器、继电器的漏磁，测量大电

流等。

2.3 磁饱和法

磁饱和法是基于磁调制原理，即利用在交变磁场的饱和激励下处在被测磁场中磁心的磁感应强度与被测磁场的磁场强度间呈非线性关系来测量磁场的方法。磁饱和法大量应用于地质勘探、宇航工程、军事探测、材料探伤等领域中较弱恒定磁场或缓慢变化磁场的测量。磁饱和探头有单芯、双芯、环形、长形或梯度的，其基本原理、数学模型及特点等见表 4.10-5。

表 4.10-3 电磁感应法的基本原理、数学模型及特点

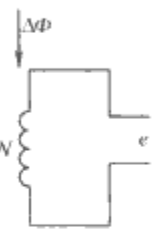
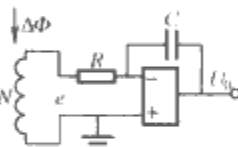
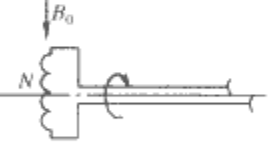
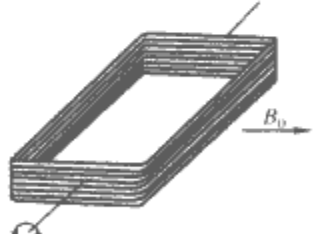
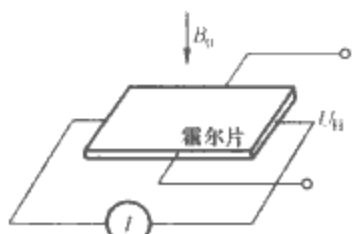
| 原理示意图 | 原 理 | 公 式 | 特 点 |
|--|---|---|--|
| <p>不动线圈 (冲击检流计)</p>  | 探测线圈置于交变磁场中，用指示仪表如冲击检流计测量线圈的感应电动势 e ，进而确定磁场的大小 | $\Delta B_0 = \frac{\Delta \Phi}{NA} = \frac{1}{NA} \int e dt = \frac{C_\Phi}{NA} a_m$ <p>式中：N 为探测线圈匝数；A 为探测线圈截面积；C_Φ 为冲击检流计的磁通常数；a_m 为冲击检流计指针的最大偏移</p> | 测量范围宽 ($10^{-13} \sim 10^3$ T)，准确度高 ($5 \times 10^{-3} \sim 1 \times 10^{-2}$)，如采用比较法测量，其准确度可达 10^{-4} |
| <p>抛移线圈 (磁通表)</p>  | 测量恒定磁场或磁通时，线圈被抛出磁场作用范围之外，由相应的感应电动势积分后显示。积分器可采用光电积分、电子积分或数字积分等 | <p>电子积分时</p> $U_0 = -\frac{1}{RC} \int e dt$ <p>所以 $B_0 = \frac{RC}{NA} U_0$</p> <p>式中：RC 为积分器时间常数；U_0 代表积分器输出</p> <p>数字积分时</p> $f = Ke = KN \frac{d\Phi}{dt}$ <p>所以 $n = \int f dt = KNA \Delta B_0$</p> <p>式中：f 为 U/f 变换频率；K 为 U/f 变换器常数；N 为数字显示</p> | 电子磁通表的测量范围为 $10^{-6} \sim 10^3$ Wb，准确度为 $10^{-4} \sim 10^{-3}$ 。采用 U/f 变换器的磁通表的测量范围为 $10^{-6} \sim 10^{-2}$ Wb，准确度为 $10^{-4} \sim 10^{-3}$ ；其优点是测量准确度高，速度快，漂移小 |
| <p>旋转线圈</p>  | 探测线圈由电动机带动，以角速度 ω 绕垂直于磁场的轴旋转，其感应电动势经电刷收集、整流后，以电压表显示相应的磁感应强度值 | | 旋转线圈结构简单，灵活性高，不受温度影响，有良好的线性度，测量范围宽 ($10^{-8} \sim 10$ T)，准确度为 $10^{-4} \sim 10^{-3}$ |
| <p>振动线圈</p>  | 线圈平面平行于磁场放置，并使其绕垂直于磁场的轴线作小角度振动，由相应的感应电动势可确定被测磁场的磁感应强度 | $u(t) = NA\omega B_0 \cos \omega t$ <p>式中：N 为线圈匝数；A 为线圈截面积；ω 为旋转角频率</p> | 振动线圈能以中等准确度 (10^{-2} 左右) 进行简单的直读测量 |

表 4.10-4 电磁效应法的基本原理、数学模型及特点

| 原理示意图 | 原 理 | 公 式 | 特 点 |
|---|--|--|---|
| <p>霍尔效应</p>  | 把载流的霍尔器件（霍尔片）垂直地放入磁场中时，则在第三维方向会产生霍尔电动势，其大小与磁场的磁感应强度成正比 | $U_H = R_H IB_0$ <p>式中：U_H 为霍尔电动势；I 为霍尔器件通过的电流；B_0 为被测磁场的磁感应强度</p> | 霍尔效应法可测量很宽范围的磁场 ($10^{-6} \sim 10$ T)，准确度为 $10^{-3} \sim 10^{-2}$ ，可测量频率高达兆赫的变化磁场，探头尺寸可以做得很小 |

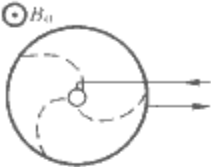
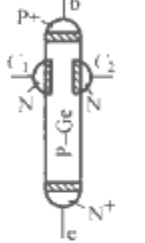
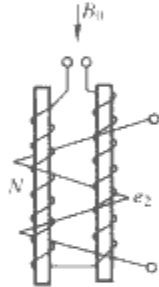
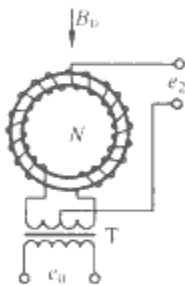

| 续表 | | | |
|---|---|---|---|
| 原理示意图 | 原 理 | 公 式 | 特 点 |
| <p>磁阻效应</p>  | 利用材料的磁阻效应测量磁场。磁场与元件的材料性质、形状有关，例如采用铋螺线或利用 Corbiro 盘 (InSb) 作传感器可进行测量 | $R \propto B_0$ 式中：R 为磁阻 | 磁阻效应法简单，有较好的重复性。利用 Corbiro 圆盘在磁感应强度为 1T 磁场下磁阻可变化 25 倍。利用薄膜磁阻可测弱磁场 |
| <p>电磁复合效应</p>  | 磁敏二极管在正向磁场作用下电阻增加；在反向磁场作用下电阻减小；在低磁场下 $U \sim B_0$ 呈线性关系 | $U_{\max} = f(B_0)$ 式中： U_{\max} 为磁敏二极管输出的最大电压 | 磁敏二极管体积小，功耗低，频率特性好，灵敏度达 $10^4 \text{ V}/(\text{A} \cdot \text{T})$ 。磁敏三极管的灵敏度比磁敏二极管高几倍到几十倍。磁敏晶体管的缺点是温度系数大，漂移大，多用在开关状态 |

表 4.10-5 磁饱和法的基本原理、数学模型及特点

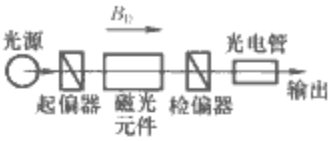

| 原理示意图 | 原 理 | 公 式 | 特 点 |
|--|--|--|---|
| <p>谐波法</p>  | 利用探测线圈中感应电动势的二次谐波幅值与被测磁场成正比来测量磁场 | $U_{2m} = 16fNA\mu_d B_0$ 式中： U_{2m} 为二次谐波电压的幅值； f 为激励的频率； N 为感应线圈匝数； A 为探头铁心截面积； μ_d 为铁心微分磁导率； B_0 为被测磁场的磁感应强度 | 适用于测量恒定或缓慢变化的弱磁场。测量磁感应强度的范围 $10^{-10} \sim 10^{-3} \text{ T}$ ，磁场分辨力 10^{-10} T ，甚至可达更高 |
| <p>峰差法</p>  | 利用线圈感应电动势的正、负峰值之差与被测磁场呈线性关系来测量磁场 | $\Delta U_m = U_m^+ - U_m^- = KB_0$ 式中： U_m^+ 、 U_m^- 分别为线圈感应电动势的正、负峰值电压； K 为与电路有关的系数 | 适用于测量恒定或缓慢变化的弱磁场，测量范围 10^{-3} T 以下，磁场分辨力 $5 \times 10^{-10} \text{ T}$ 。此法测量电路简单，多用桥式输出 |
| <p>时间偏移法</p>  | 用三角波激励磁心，由于磁化曲线的偏移，造成输出电压峰值的时间偏移。经滤波和触发电路变换后，由偏移时间 Δt 确定被测磁场 | $\Delta t = \frac{T}{4B_{em}} B_0$ 式中： B_{em} 为激励磁场磁感应强度峰值； T 为激励磁场的周期； Δt 为输出的偏移时间 | 显示值、线性度、灵敏度与探头材料无关，测量范围为 $1.25 \times (10^{-10} \sim 10^{-2}) \text{ T}$ ，线性度 10^{-2} |

2.4 磁共振法

磁共振法是利用物质量子状态的变化测量磁场的方法。由于利用的共振物质不同，具体又有核磁共振法、顺磁共振

法和光泵磁共振法之分。核磁共振法又分为核吸收法、核感应法、章动法（流水式预极化）。各种磁共振法的基本原理、数学模型及特点见表 4.10-6。

表 4.10-8 磁光效应法的基本原理、数学模型及特点

| 原理示意图 | 原 理 | 公 式 | 特 点 |
|---|--|---|---|
| <p>法拉第磁光效应法</p>  | 光通过某些旋光物质时, 偏振面发生偏转, 其偏转角与通过介质的光程和外磁场成正比。为增加灵敏度, 可通过多次反射增加光程 | $\theta = \rho l B_0$ <p>多次反射时</p> $\theta = \rho d (N + 1) B_0$ <p>式中: θ 为磁偏角; l 为光程; ρ 为介质的弗尔德常数; d 为反射面厚度; N 为反射的次数</p> | 主要用于测量较强的磁场, 测量范围 0.1~10T, 测量准确度为 10^{-2} 左右。应用光纤技术后, 以此法还可测量磁感应强度为 $10^{-4} \sim 0.1$ T 的较弱磁场 |
| <p>克尔磁光效应法</p>  | 平面偏振光在铁磁薄面反射时, 其偏振面相对于入射光要发生偏转, 偏转角与铁磁材料的磁化强度成正比, 方向也与磁化强度有关 | $x = 2B_0 M \mu_0 \xi$ <p>式中: x 为铁磁畴壁的位移; M 为铁磁薄膜的磁化强度; μ_0 为真空磁导率; ξ 为弹性变形系数</p> | 克尔效应工作物质仅为铁磁体。可用其测量磁感应强度为 18T 以下的磁场, 测量的准确度为 3×10^{-2} 。 由于此法测量的空间范围有限、实施比较复杂, 故很少用于测量磁场, 而主要用于研究铁磁材料的磁特性 |

3 静态磁特性测量

3.1 静态磁特性测量的一般问题

静态磁特性是指磁性材料在直流磁场磁化下表现出的磁特性。例如: 基本磁化曲线、磁滞回线、剩磁 B_r 、矫顽力 H_c 或 H_{cm} 、最大磁能积 $(BH)_{max}$ 、磁导率 μ 等。静态磁性测量的对象是直流磁化状态下的各种软磁材料和硬磁材料。测量上述各种静态磁特性参量的方法, 最终都将归结为对磁场强度 (内场) H_i 和磁感应强度 B (或磁化强度 M) 的测量。

在测量静态磁特性前, 要注意选取试样。对于矫顽力低的软磁材料, 要尽量用其自身形成闭合磁路, 如做成环形; 对于矫顽力较高的硬磁材料, 多制成圆柱形试样, 将其置入磁导计中可形成闭合磁路。如果测量时选取的试样是开磁路的, 在试样两端就会形成磁极, 它将在试样内部产生一个与外磁场 H_e 相反的退磁场 H_d , 其间的关系是

$$H_i = H_e - H_d = H_e - NM \tag{4.10-1}$$

式中: N 为与试样形状有关的退磁因子; M 为试样的磁化强度。

测量极限磁滞回线时, 需要把试样磁化至饱和。对于硬磁材料, 磁化场强应当选择达到材料矫顽力的 5~10 倍。测量软磁材料时, 为了得到磁场强度和磁感应强度都是零的起

始状态, 一般应采用交流退磁的办法对试样预先作退磁处理。

3.2 冲击检流计法

冲击检流计法是一种经典的磁性测量方法。它的操作和相应计算都较烦琐。但由于这种方法有足够高的灵敏度和准确度, 故至今仍被国际电工委员会推荐为静态磁特性的标准测量方法。这种方法是利用冲击检流计的原理, 测量在短时间内以脉冲形式通过检流计的电量, 从而确定与该脉冲相关的被测磁通。图 4.10-1 是冲击检流计法原理电路。用冲击检流计法可以测量磁性材料的基本磁化曲线、磁滞回线以及退磁曲线、矫顽力、剩磁、最大磁能积等。冲击检流计法的测量要点和计算方法给出在表 4.10-9 中。

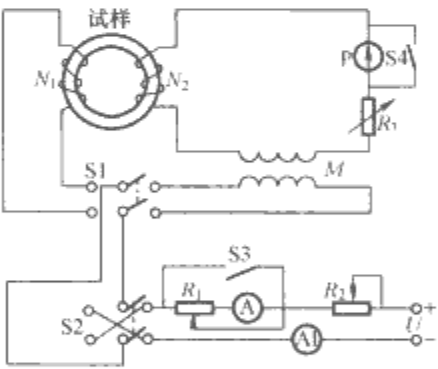


图 4.10-1 冲击检流计法原理电路

表 4.10-9 冲击检流计法的用途、数学模型和实施要点

| 测量项目 | 计 算 公 式 | 测 量 要 点 (对应图 4.10-1) |
|------------------------|--|---|
| 磁场强度 H (即 H_i) | $H = \frac{C_H a_H}{\mu_0 N_H A_H}$ <p>式中: C_H 为测量 H 时的磁通常数, Wb/mm; a_H 为检流计指针的最大偏移, mm; $N_H A_H$ 为磁场测量线圈常数, m^2; μ_0 为真空磁导率, H/m</p> | 用磁导计磁化试样, 开关 S1 置左侧, 磁化场用 R_2 调节并由 A1 预先估计。把放在试样表面的磁场线圈 $N_H A_H$ 从磁场中抛出, 读取检流计指针的最大偏移, 以确定 H |
| 磁感应强度 B (对应磁化曲线) | $B = \frac{C_B a_B}{2 N_B A_B}$ <p>式中: C_B 为测量 B 时的磁通常数, Wb/mm; a_B 为检流计指针的最大偏移, mm; $N_B A_B$ 为磁感应测量线圈常数 m^2</p> | 开关 S1 置在左侧, 用 R_2 调节电流 (由大至零), 并通过开关 S2 反复换向退磁, 各点 B 值由 S2 换向后出现的检流计指针的最大偏移确定 |
| 磁感应强度 B (对应磁滞回线) | $B = \frac{C_H \left(\frac{a_{BS}}{2} - \Delta a_B \right)}{2 N_B A_B}$ <p>式中: a_{BS} 为在饱和磁场 H_s 换向时, 由 $2B_s$ 使检流计指针发生的最大偏移, mm; Δa_B 为磁化场 H_s 变至 H 或 $-H$ 时, 由磁感应强度变化量 ΔB 作用, 使检流计指针发生的最大偏移, mm</p> | 测量磁滞回线时, 都是以其最大值为原点, 用开关 S3 改变磁化场大小, 测量过程同上 |

续表

| 测量项目 | 计 算 公 式 | 测 量 要 点 (对应图 4.10-1) |
|-------------|---|--|
| 磁通常数 C | $C = \frac{M \Delta I}{\alpha_0}$ <p>式中: M 为标准互感线圈的互感系数, H; ΔI 为标准互感线圈一次绕组中电流的变化, A; α_0 为检流计指针的最大偏移, mm</p> | 测量 H 或 B 时, 对于不同阻尼电阻的测量回路, 必须通过实验确定其磁通常数。 把开关 S_1 置到右侧, 由 S_2 换向时检流计指针的偏移 α_0 确定 |

3.3 电子积分法

由于冲击检流计法操作烦琐, 实施时不能有振动, 且存在非瞬时误差影响等, 目前更多地已被电子积分法所取代。基于电子积分法的静态磁特性自动测量装置, 是由自动扫描电源、磁通积分器、 H 定标器、 B 定标器、X-Y 记录仪等组成, 其核心部分是磁通积分器。图 4.10-2 为全电子式直流磁特性自动测量(记录)装置原理。

对试样磁感应强度的测量, 可由测得的线圈感应电动势积分得到

$$B = \Phi/A = \frac{1}{N_2 A} \int e_2 dt \tag{4.10-2}$$

式中: A 为试样的截面积, m^2 ; N_2 为二次侧测量线圈的匝数; e_2 为测量线圈的感应电动势, V 。

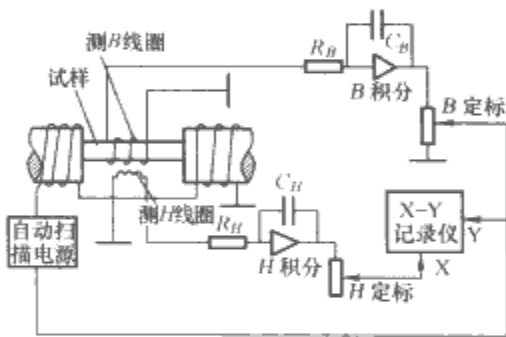


图 4.10-2 全电子式直流磁特性自动测量装置原理

对磁场强度 H 的测量, 如果是软磁材料, 可以通过串联在一次绕组回路中取样电阻的电压得到; 若是硬磁材料, 则可通过感应线圈或以霍尔效应法测量。把测得的与 H 和 B 相应的电压加到 X-Y 记录仪的 X 轴和 Y 轴, 可描绘磁化曲线、磁滞回线, 并由相应点可求得剩磁和矫顽力。如果把与 H 和 B 相应的电压加到乘法器上, 即可由 X-Y 记录仪描绘磁能积曲线并求出 $(HB)_{max}$ 的值。全电子式直流磁特性自动测量(记录)装置的灵敏度可达 10^{-7} Wb/mm , 准确度 0.5%。

3.4 振动样品法

振动样品法是利用物质(试样)在均匀磁场中的振动, 使检测线圈中感生出电动势而精密测量物质磁特性的方法。利用振动样品磁强计, 可以在均匀磁场中测量硬磁试样或感生磁矩随场强、温度及时间等的变化。

图 4.10-3 是振动样品磁强计原理。在电磁铁的均匀磁场中试样被磁化, 并在垂直于磁场的方向上以频率 f 、振幅 A 作振动; 在电磁铁磁极中间放置检测线圈, 则在检测线圈中感生出交变的电动势

$$e = KAfM \tag{4.10-3}$$

式中: M 为试样的磁化强度; K 为与检测线圈形状和位置有关的常数。

在实际测量中, 由于可保持振动的幅度、频率、线圈的

位置不变, 因此检测线圈的输出电压将与磁化强度(或磁矩)成正比。磁化强度用已知的纯镍球定标。为了减少附加影响, 检测线圈做成两个串联反接的形式。检测后的信号经锁相放大, 然后显示或记录。振动样品磁强计的测量准确度为 3% 左右。

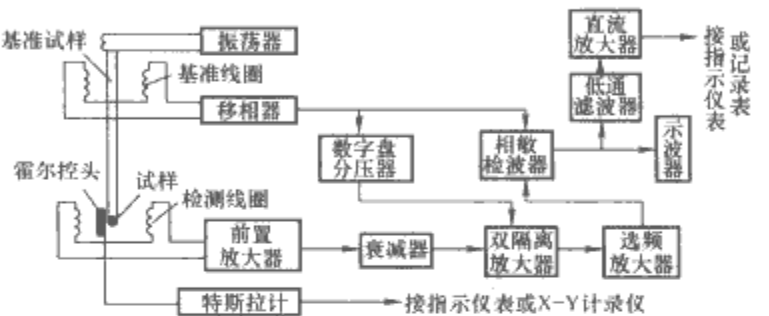


图 4.10-3 振动样品磁强计原理

4 动态磁特性测量

4.1 动态磁特性测量的一般问题

动态磁特性是指磁性材料在交变磁场、脉冲磁场以及交直流叠加磁场等磁化状态下表现出的磁特性。因此, 磁性材料的动态磁特性与测量的频率、磁感应强度的大小以及试样的片间或层间的绝缘状况等有关。动态磁特性测量的对象是软磁性材料。

在动态磁特性测量中, 如果选择 H 为正弦波形, 则 B 就是非正弦波形; 反之, 如果选择 B 是正弦波形, 那 H 就是非正弦波形。为了便于统一测量的结果, 一般标准都规定磁感应强度 B 的波形为正弦波。

动态磁性测量要注意试样片间或层间的绝缘; 测量前试样要充分退磁; 在各种频率下测量时, 应从高频到低频进行; 在多种 B 值下测量时, 应从高 B 值到低 B 值进行; 在较高频率和高 B 值下测量时, 要保持试样的温度恒定。

4.2 磁化曲线的测量

4.2.1 伏安法

在不同的交变磁场下, 用电压表测量磁感应强度 B_m 相应的电压有效值 U , 用电流表测量磁场强度 H_m 相应的电流有效值 I , 从而确定磁化曲线 $B_m(H_m)$ 的方法称为伏安法。这种方法操作简单, 但只能逐点测量, 准确度为 3%~10%, 其磁化电流频率低于 1kHz。伏安法测量原理电路如图 4.10-4 所示。

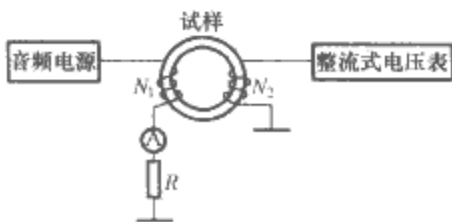


图 4.10-4 伏安法测量原理电路

根据磁化线路中取样电阻 R 上的电压确定磁化电流 I ，并按式 (4.10-4) 确定磁场强度峰值

$$H_m = \sqrt{2}IN_1/l \quad (4.10-4)$$

式中： N_1 为磁化线圈匝数； I 为磁化电流的有效值； l 为试样的平均磁路长度。

磁感应强度峰值为

$$B_m = \frac{U_2}{4fN_2A} \quad (4.10-5)$$

式中： U_2 为测量线圈感应电动势的平均值，V； A 为试样的截面积， m^2 ； f 为磁化电流的频率，Hz； N_2 为测量线圈匝数。

由测量的各 H_m 和相应的各 B_m 的值，便可绘制出磁化曲线。

4.2.2 峰值整流法

峰值整流法的原理与伏安法基本相同，不同之处在于它测量的是各瞬时的峰值，且将测得信号直接加到 X-Y 记录仪，便自动给出被测磁性材料的动态磁化曲线。峰值整流法原理如图 4.10-5 所示。由图 4.10-5 可见，若试样的平均磁路长度为 l (m)，取样电阻为 R_1 (Ω)，则峰值磁场强度 H_m 正比于峰值整流器输出的电压 U_{1m} ，即

$$H_m = \frac{N_1 U_{1m}}{l R_1} \quad (4.10-6)$$

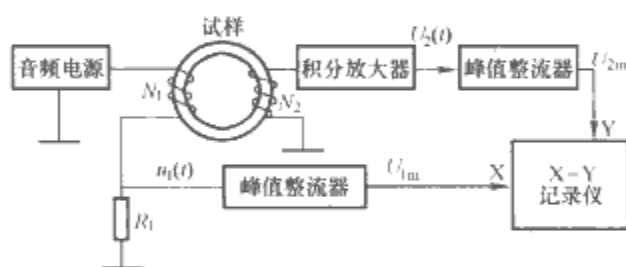


图 4.10-5 峰值整流法原理

由图 4.10-5 看到，测量线圈感应电压的积分 $U_2(t)$ 与磁感应强度的瞬时值 $B(t)$ 成正比， $U_2(t)$ 经峰值整流后得到的电压 U_{2m} 正比于 B_m 。 H_m 和 B_m 分别经量程转换及按样品的截面积定标后，可由 X-Y 记录仪描绘出 $B_m \sim H_m$ 磁化曲线。如果在 B 通道和 H 通道接入模拟除法器，则除法器的输出电压便代表峰值磁导率 μ_m 。同样，也可由 X-Y 记录仪描绘出 $\mu_m \sim H_m$ 特性曲线。

4.3 磁滞回线的测量

测量动态磁滞回线的方法有示波法、采样法和铁磁仪法等，实际中主要应用前两种方法。

4.3.1 示波法

用电子示波器或特制的铁磁示波器，可以在较宽频率范围内观测铁磁材料的动态磁滞回线。这种方法迅速、直观，测量准确度为 5%~7%，适于对样品的性能做批量检测。

图 4.10-6 是用示波法测量铁磁材料动态磁滞回线原理图。在匝数为 N_1 的磁化线圈中通电流（有效值）为 I_1 的正弦波电流，则环形试样的磁化场的磁场强度为

$$H = \frac{N_1 I_1}{l} \quad (4.10-7)$$

式中： l 为试样的平均磁路长度，m。

由式 (4.10-7) 可见，试样中的磁化场与磁化线圈流经的电流成正比。如果在磁化电路上加一取样电阻 R_1 ，则由 R_1 两端取得的加至示波器 X 轴的电压 U_X 与磁化场强 H 成正比

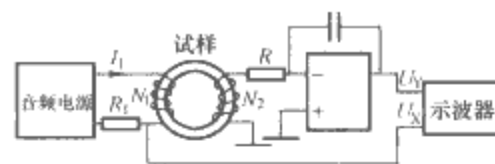


图 4.10-6 用示波法测量铁磁材料动态磁滞回线

$$U_X = I_1 R_1 = \frac{l R_1}{N_1} H \quad (4.10-8)$$

把感应线圈（匝数为 N_2 ）的电压积分后得到的 U_Y 加至示波器的 Y 轴，它与磁感应强度 B 成正比

$$U_Y = \frac{1}{RC} \int e dt = \frac{N_2 A}{RC} \int dB = \frac{N_2 A}{RC} B \quad (4.10-9)$$

式中： RC 为示波器的时间常数； A 为试样的截面积。

由上述可知，示波器 X 轴输入的电压正比于磁场强度 H ；Y 轴输入的电压正比于磁感应强度 B ，所以，用示波器可以显示出被测磁性材料的动态磁滞回线。如果把试样磁化到饱和状态，可由得到的回线定量地读取出 B_r 和 H_c 等值。如果用求积仪测量出磁滞回线所包围的面积，便可以计算出试样的磁滞损耗。

4.3.2 采样法

采样法是变换法的简称，它把快速变化的磁信号经过采样，变换为一个波形相似的慢变化的低频信号，从而可使 X-Y 记录仪能够跟随记录、给出动态磁滞回线。应用采样变换器和峰值整流原理的软磁材料动态磁滞回线自动测量（记录）装置，可以测量音频范围内以及在交直流叠加下的软磁材料的动态磁滞回线，测量准确度约 3%。

图 4.10-7 是用采样法测量动态磁滞回线的原理线路。试样上感应线圈 (N_2) 的电压 $u_B(t)$ 经过比例放大并积分后，输出一个正比于磁感应强度瞬时值的电压 $u'_B(t)$ ，此电压再经 B 采样保持器采样变换后，送至 X-Y 记录仪的 Y 轴。同样，从试样磁化线圈串联的采样电阻 R_1 上取出的电压 $u_H(t)$ 正比于磁场强度的瞬时值，此电压经 H 采样保持器变换后送至 X-Y 记录仪的 X 轴。这样，用 X-Y 记录仪即可绘出被测试样的磁滞回线。

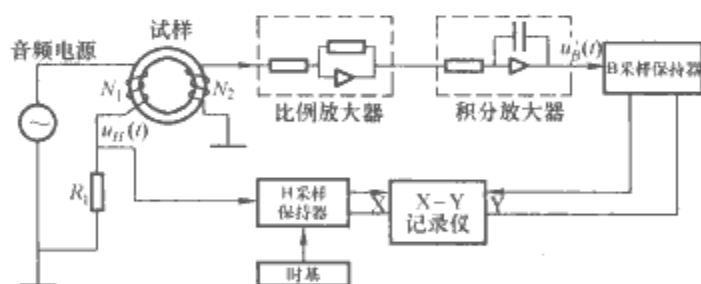


图 4.10-7 用采样法测量动态磁滞回线自动记录装置原理图

4.4 铁损耗的测量

铁损耗是软磁材料在交变磁化下的重要质量参数。铁损耗测量的主要方法有低频下的功率表法和较高频下的电桥法。磁测量中使用的功率表，主要是低功率因数功率表和基于时分割乘法器原理的电子式功率表；后者的准确度高于 0.5%，且因其输入阻抗高（大于 20k Ω ），不必对表进行损耗修正。

用功率表并配之以爱泼斯坦方圈，是测量硅钢片铁损耗的标准方法。我国的测试标准规定：在频率为 50Hz，磁感应强度 (T) 峰值为 1.0, 1.5, 1.7 条件下，或在频率为

400 Hz, 磁感应强度 (T) 峰值为 0.75, 1.0, 1.5 条件下, 试样中的磁感应强度为正弦波, 取样 10kg 在 50cm 方圈中或取样 1kg 在 25cm 方圈中用功率表测量铁损耗。这种测量装置在 50Hz 时的测量准确度为 3%, 在 400Hz 时的测量准确度为 4%。在大量生产测试中, 还使用专门的整张单片硅钢片铁损耗测量装置以及连续铁损耗测量装置。

在铁损耗测量中, 硅钢单片铁损仪应用很广, 图 4.10-8 是该仪器原理框图。由 50Hz 振荡器产生稳幅正弦信号, 经由线性电压控制器 V 控制功率放大器的输出电流, 以作为探头的激励源。探头是用冷轧硅钢做成的 C 形铁心, 通过它的两个极面与被测试样组成闭合磁路, 并保证磁感应强度 B 为正弦波。

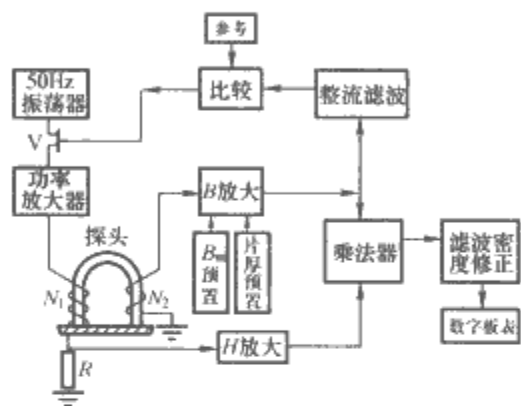


图 4.10-8 硅钢单片铁损仪原理框图

在匝数为 N_2 的二次绕组中感应出的交流电压被放大 (B 放大), 它受磁感应强度 B_m 的预置和试样片厚预置的控制。这个放大的电压一方面经整流滤波后与参考电压相比较, 由其差值调整线性电压控制器 V , 以保证被测硅钢片的磁感应强度准确达到预置值; 同时, 与 H 路的取样放大信号相乘, 经滤波和密度调整后, 由数字板表直读出单位铁损耗值。用单片铁损仪可以测量厚度为 0.05~0.99mm 的热轧硅钢片和冷轧硅钢片的比损耗 $p_{10/50}$, $p_{15/50}$, $p_{17/50}$, 测量范围为 0~20W/kg。按规定, 磁感应强度 (T) 预置在 1.0, 1.5, 1.7, 测量的准确度为 5%。

5 高频磁特性测量

在音频范围内, 主要需测量磁性材料试样的复数磁导率及其随磁化场频率的变化 (称磁谱)。在高频下, 带磁心的线圈可等效为一个有损耗的电感, 它与电容可以组成谐振电路。这个谐振电路的谐振频率及品质因数 Q 值与磁心的等效电感及等效电阻有关, 因而, 通过测量谐振回路的参量, 可以确定被测铁磁材料的复数磁导率。高频磁性测量的主要方法有 Q 表法、电桥法和同轴线法。

5.1 Q 表法

品质因数测量仪或称 Q 表, 是基于谐振原理制成的, 其测量频率范围为 200Hz~100MHz, 测量准确度为 5%~10%, 通常用于产品的生产质量检验。

Q 表法原理如图 4.10-9 所示。带铁心的线圈和可变电容 C 构成串联谐振电路。在某一频率下, 改变电容器的电容量 C , 使回路发生谐振。此时, 由电压表读取的谐振电压 U_c 的最大值与被测电感的品质因数 Q 成正比。因为在谐振时 $\frac{1}{\omega C} = \omega L_x$, 所以可根据谐振时的电容值 C 求出被测电感

值 L_x 。实际上, 对某些指定频率, 可变电容器的刻度盘就是按 L_x 来刻度的。

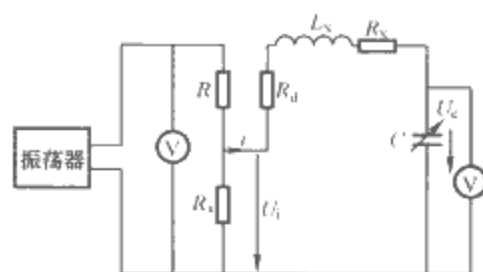


图 4.10-9 Q 表法原理

由于带铁心的线圈可以等效为电感 L_x 和电阻 R_x 串联的电路, 于是复数磁导率 $\mu = \mu_1 - j\mu_2$ 与 L_x 和 R_x 存在如下关系

$$\mu_1 = \frac{\bar{L}_x}{AN^2} \quad (4.10-10)$$

$$\mu_2 = \frac{\bar{l}(R_x - R_d)}{AN^2\omega} \quad (4.10-11)$$

式中: A 为试样的截面积, m^2 ; \bar{l} 为试样的平均磁路长度, m ; N 为试样的线圈匝数; R_d 为试样线圈的直流电阻; ω 为测量线路信号源的角频率。

把测得的 L_x 代入式 (4.10-10), 便可求出 μ_1 , 由于 $Q = \mu_1/\mu_2$, 所以 $\mu_2 = \mu_1/Q$ 。

使用 Q 表测量铁磁材料磁特性的优点是操作简单, 缺点是在测量时不能改变磁场强度, 且测量误差也较大。

5.2 电桥法

在 100Hz~10MHz 频率范围内, 应用电桥法测量铁磁材料的高频磁特性也很普遍。这种方法也比较简单, 测量的准确度为 3%~5%。

测量 L_x 和 R_x 的电桥种类很多, 如电感电桥、麦克斯韦电桥、麦克斯韦-维恩电桥等。图 4.10-10 是麦克斯韦-维恩电桥法原理线路。

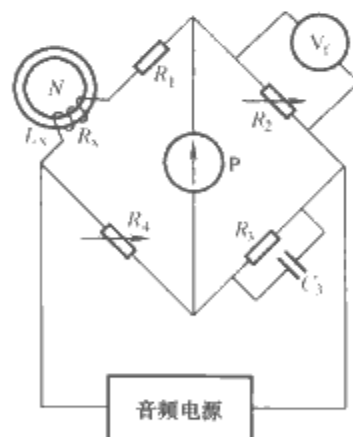


图 4.10-10 麦克斯韦-维恩电桥法原理线路

该电桥线路平衡时

$$L_x = R_2 R_4 C_3 \quad (4.10-12)$$

$$R_x = \frac{R_2 R_4}{R_3} R_1 \quad (4.10-13)$$

把 R_x 和 L_x 代入式 (4.10-10) 和式 (4.10-11) 中, 可以得到复数磁导率的两个分量 μ_1 和 μ_2 。

第 11 章 非电量的电测量

在自然界的被测对象中，非电量占了绝大部分，例如压力、温度、湿度、流量、液位、应变、位移、力、速度、加速度、振幅等。对非电量的测量，虽然可以用机械、气动、化学等方法进行，但电测量方法和技术所具有的快速、便于借助计算机进行分析处理、能够异地实施、便于操作、便于传输、准确度高等优点，使得人们越来越倾向于将被测的非电量转换成电量，并以电测量的方法和技术完成对它们的测量。本章从非电量电测量的定义和分类出发，介绍主要的非电量电测量包括无损探伤的方法、技术及相应的实现手段，并对近年来快速发展的多传感器数据融合、智能传感器、网络传感器、微型传感器、无线传感网络及其在非电量电测量领域的应用等加以阐述。

1 非电量电测量的基本概念

1.1 非电量电测量的定义和分类

非电量电测量是指用电测量的方法和手段对非电物理量、化学量等进行测量。非电量的电测量系统一般由三个部分组成：①将待测的非电量转换成相应电量的传感器；②对电量进行测量的功能电路；③非电量测量结果显示装置。

非电量电测量广泛应用于各个领域，其分类方法主要有按测量对象和测量方式分类两种，分别见表 4.11-1 和表

4.11-2。由表 4.11-2 可见，对同一待测非电量，往往可能有多种不同的电测量方式，而同一种电测量方式又可用于测量不同的非电量。因此，在进行非电量的电测量时，必须综合考虑测量的具体要求，如准确度、稳定性、灵敏度、测量范围、工作环境条件、其他特殊要求及测量成本等，从而选择最合适的测量方法和传感器。

表 4.11-1 非电量的分类

| 类别 | 被 测 非 电 量 |
|-------|---|
| 固体力学量 | 位置、距离、长度、线（角）位移、角度、方位、应变、速度、角速度、转速、加速度、角加速度、振动力、重量、质量、转矩、应力 |
| 流体力学量 | 流速、流量、密度、黏度、物位（液位、料位）、压力、真空度、湿度、露点、含水量 |
| 声学量 | 声压、声强、声功率、噪声 |
| 热学量 | 热通量、温度、比热容 |
| 光学量 | 光强、光波长、色 |
| 放射线 | α 、 β 、 γ 、X 射线 |
| 状态量 | 透明度、颗粒度、硬度、磨损量、缺陷 |
| 化学量 | 气体、液体成分、pH 值、浓度 |
| 生物量 | 酶、微生物、免疫抗原、抗体 |

表 4.11-2 非电量电测量方式的分类

| 电 测 量 方 式 | | 待 测 非 电 量 | | | | | | | | | | | | | | | |
|-----------|----------------------------|-----------|----|-----|-----------|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|
| 类型 | 测量敏感元件 | 位移 | 速度 | 加速度 | 力 (荷重) | 转矩 | 压力 | 温度 | 湿度 | 物位 | 振动 | 应变 | 流量 | 厚度 | 探伤 | 密度 | 气体 |
| 电阻式 | 电位器、应变片、压阻元件、铂电阻、热敏电阻、湿敏电阻 | ○ | | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | | ○ | ○ | | | | | ○ |
| 电容式 | 电容式传感器 | ○ | ○ | ○ | ○ | | ○ | | ○ | ○ | ○ | | | | | | |
| 电感式 | 电感差动变压器式传感器 | ○ | | ○ | | | ○ | | | | ○ | ○ | ○ | | | | |
| 电涡流式 | 电涡流式传感器 | ○ | ○ | | | | | ○ | | | ○ | ○ | ○ | | ○ | | |
| 磁电式 | 磁电式传感器 | | ○ | | | ○ | | | | | ○ | ○ | | | ○ | | |
| 压电式 | 压电式传感器 | | ○ | ○ | | | ○ | ○ | | | ○ | | ○ | | ○ | | |
| 频率式 | 晶振、弦振、振梁、振膜、振筒式传感器 | | | | ○ | | ○ | ○ | | | | | | | ○ | ○ | |
| 光电式 | 光敏电阻、光敏管、光电池 | ○ | ○ | | | | | ○ | | | | | | ○ | | | |
| 霍尔式 | 霍尔元件 | ○ | ○ | ○ | ○ | | ○ | | | | ○ | ○ | | | ○ | | |
| 热电式 | 热电偶 | | | | | | | ○ | | | | | | | | | |
| 数字式 | 感应同步器、光栅、磁栅 | ○ | ○ | ○ | | | | | | | ○ | | | | | | |
| 超声波式 | 超声波测速仪、测厚仪 | ○ | ○ | | | | | ○ | | ○ | | | ○ | ○ | ○ | | |
| 同位素式 | 同位素检测仪 | | ○ | | ○ | | ○ | ○ | ○ | ○ | | | | ○ | ○ | ○ | |
| 微波式 | 微波测距仪、测厚仪、水分仪、液位计 | ○ | ○ | | | | | | ○ | ○ | | | | | ○ | | |
| 激光式 | 多普勒流速计、激光检测仪 | ○ | ○ | | | | | | | | ○ | | | | ○ | | |
| 光纤式 | 光纤传感器 | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ | | ○ | ○ | ○ | | | ○ | | |

注 ○代表此元件可测量的对象。

1.2 非电量电测量的特点

非电量的电测量方法有以下主要特点：

- (1) 灵敏度高，响应快。
- (2) 可实现无接触测量，甚至远距离测量。
- (3) 由于多采用固体传感元器件，故具有寿命长、体积小、质量轻、可靠性高及价格便宜等优点。
- (4) 易用超声、红外、激光、微波、射线等先进技术。
- (5) 易于实现连续测量，并易于进行数据传输、处理和记录。

1.3 非电量电测量技术的发展趋势

随着新型敏感材料的出现和传感技术的不断进步，非电量电测量的领域和量程范围不断扩大，测量准确度越来越

越高，测量速度会更快，测量的可靠性会提升；将出现更多的非接触式检测技术；传感器制造技术将向集成化、多功能方向发展，从而推动非电量的电测量系统出现一体化、微型化的进步趋势；吸取仿生学领域的最新研究成果，并更大力度地利用微电子技术的最新产品，使高度集成的传感器与微型计算机、网络、数字通信等技术紧密结合，更大范围、更宽领域地实现非电量电测量的智能化、自动化和网络化。

2 位移和厚度的电测量

2.1 线位移和角位移的电测量

线位移和角位移常用电测量方法见表 4.11-3。

表 4.11-3 线位移和角位移常用电测量方法

| 类别 | 工作原理 | 结构类型 | 测量范围 | 准确度 | 非线性 | 特点 |
|---------|------------------------------|----------|--|----------------|------------|--|
| 滑动电阻式 | 位移使电阻线实际工作长度发生变化，从而改变电阻值 | 线绕式电位器 | (线) 1~300mm (角) 0°~360° | 0.1% | 0.1% | 结构及电路简单，价格低，输出信号大，一般不需放大，受环境影响小，性能稳定。机械结构不牢固，动态响应差，不耐振，由于磨损，使可靠性变差，寿命短 |
| | | 非线性绕式电位器 | (线) 1~1000mm (角) 0°~40° | 0.5% | 0.5% | |
| 应变片式 | 位移引起应变，从而改变应变片电阻值 | 非粘贴式 | ϵ : 0%~0.15% | 0.1% | 1% | 尺寸小，价格低，质量轻，灵敏度、准确度及分辨力高，测量范围大，适于静态测量。半导体式应变片灵敏度高，但温度系数大，线性度差。非粘贴式结构不够牢固，阻值和灵敏度系数分散性较大 |
| | | 粘贴式 | ϵ : 0%~0.3% | 2%~3% | 1% | |
| | | 半导体式 | ϵ : 0%~0.25% | 2%~3% | 2% | |
| 电感(互感)式 | 位移引起线圈电感(互感)变化，使输出相应变化 | 差动电感式 | 0~5×10 ³ mm | 3% | | 灵敏度和分辨力高，线性度好，量程较宽，无活动接触点，可非接触测量，工作可靠，寿命长。高频特性不理想，不适于快速动态测量 |
| | | 差动变压器式 | 0.1~750mm | 0.5% | 0.5% | |
| | | 感应同步器 | (线)10 ⁻³ ~10 ⁴ mm (角) 0°~360° | 1% 0.5" | 3% 0.5% | |
| | | 微动同步器 | 5°~40° | 1% | 0.05% | |
| | | 涡流式 | 0.25~250mm | 1%~3% | 2% | |
| 电容式 | 位移引起电容量相应变化 | 变间距式 | 10 ⁻⁸ ~20mm | 0.1% | 0.1% | 结构简单，驱动力小，灵敏度及分辨力高，动态响应好，适于测量微小振动位移，可非接触测量 |
| | | 变面积式 | (线)10 ⁻³ ~100mm (角) 10"~100° | 0.005% | 1% | |
| 霍尔式 | 位移引起通过霍尔元件的磁感应强度变化，因而改变霍尔电动势 | 霍尔片式 | 0~2mm | 0.5% | | 灵敏度及分辨力很高，测量范围小，适用于微位移机械振动测量。对温度敏感，温漂大 |
| 光导纤维式 | 位移改变接收光量 | 反射式 | 0~0.1mm | 0.25μm | 1% | 分辨力、准确度高，量程小 |
| 激光式 | 光波干涉效应 | 迈克尔逊式等 | 0~10m~10 ² km | <0.1μm | | 结构复杂，测量范围大，准确度、分辨率高，可作测量距离、工件尺寸、位移等精密测量 |
| 光栅式 | 莫尔条纹效应 | 长条形、圆盘形 | 10 ⁻³ ~1000mm 0~360° | 0.1μm 0.15" | | 准确度、分辨率高，量程大，可作动态测量 |

2.1.1 电阻式位移计

电阻式位移计由滑线电阻和可作相对运动的电刷等组成，图 4.11-1 为电桥式电阻位移计的原理线路。

2.1.2 应变式位移计

图 4.11-2 为应变式角位移计原理。在弹性梁的适当位置对称粘贴两个应变片，将其构成桥路。当放置此角位移计

出现倾斜时，可由二次仪表指示其倾斜角。其线性测量范围可达±30°，外形尺寸为φ14mm×7.6mm。

2.1.3 电感(互感)式位移计

电感(互感)式位移计利用电磁感应原理将位移转换成电感(互感)量，再通过电路转换成电压信号输出。图 4.11-3 (a) 和图 4.11-3 (b) 分别为差动电感式位移计和差

动变压器式位移计原理。

2.1.4 电涡流式位移计

利用电涡流效应制成的位移计称为电涡流式位移计。电涡流式位移计有电桥电路、调幅电路和调频电路三种类型的测量线路。表 4.11-4 列出了这三种电路的工作原理，图 4.11-4 为三种电涡流式位移计的原理框图。

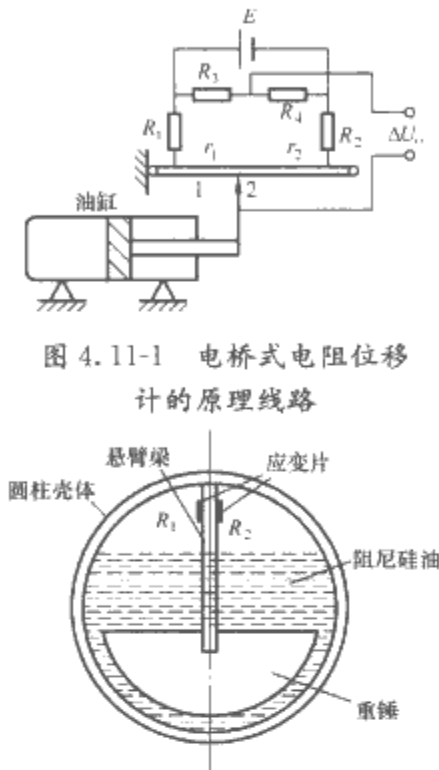


图 4.11-1 电桥式电阻位移计的原理线路

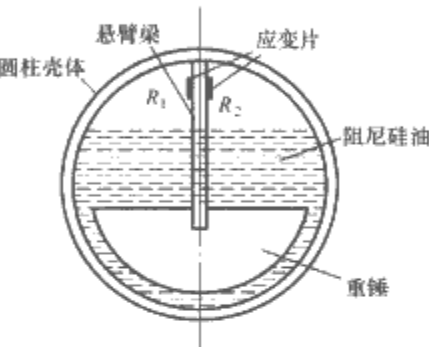


图 4.11-2 应变式角位移计原理

表 4.11-4 电涡流式位移计的工作原理

| 类 型 | 工 作 原 理 | 备 注 |
|------|---|------------------------------|
| 电桥电路 | 测量线圈的阻抗随被测位移的不同而变化，设某一位置使电桥平衡，则一旦发生位移，电桥即输出相应电压，经相敏解调和低通滤波，输出与位移成正比例的电压 | 平衡线圈用于补偿温度误差 |
| 调幅电路 | 固定晶体振荡器的振动频率和振幅，测量线圈与电容并联组成 LC 谐振回路，测量线圈与导电物体表面之间的距离发生变化时，在一定范围内，LC 回路的输出电压与位移成线性关系 | 电路复杂，线性范围较窄 |
| 调频电路 | 测量线圈与电容并联作振荡器谐振回路。测量线圈与导电物体表面之间的距离发生变化时，LC 回路的谐振频率随之变化 | 频率可用频率计直读出，也可经频率—电压转换后由电压表测量 |

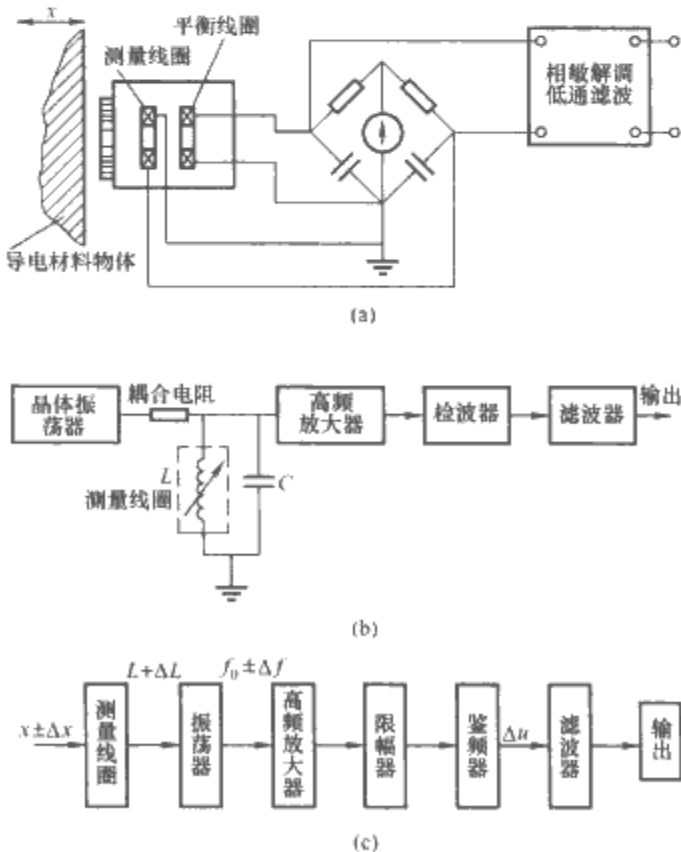


图 4.11-4 三种电涡流式位移计的原理框图
(a) 电桥式测量电路；(b) 调幅电路；(c) 调频电路

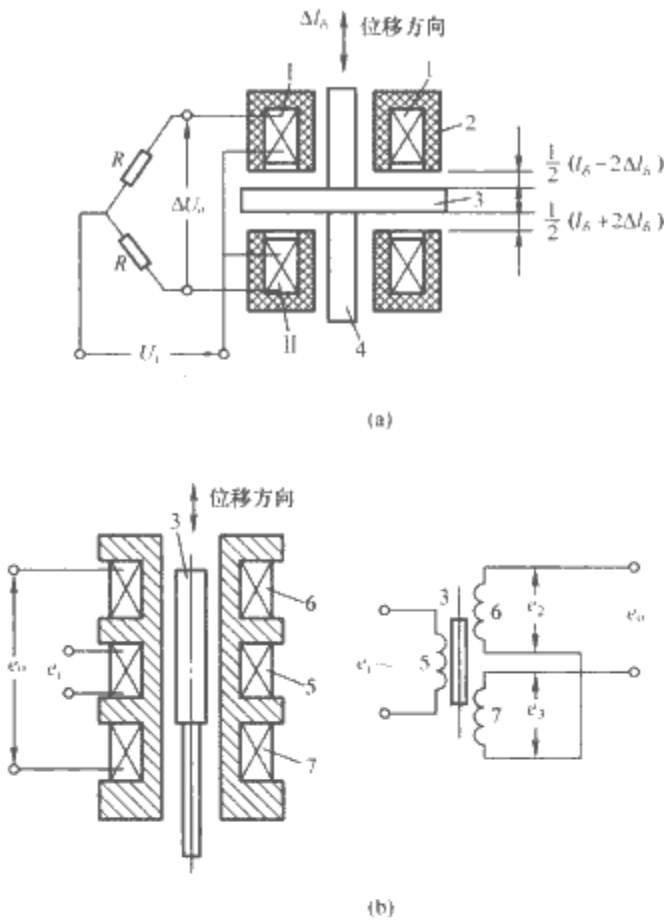


图 4.11-3 差动电感式位移计和差动变压器式位移计原理
(a) 差动电感式位移计；(b) 差动变压器式位移计
1—线圈；2—铁心；3—衔铁；4—导杆；
5—一次线圈；6、7—二次线圈

2.1.5 电容式位移计

电容式位移计采用可变电容作为位移敏感参数，通常采用电容调频式或电容电桥式测量电路。电容式位移计可测微小位移，但只适用于测量具有较低表面粗糙度的金属物体。

2.2 厚度的电测量

按测量方式，用于测量厚度的仪器即测厚仪可分为接触式和非接触式两类。

接触式测厚仪一般将被测件放入两测量辊之间，采用差动变压器式、电感式、电容式或磁电式等原理，将测量辊间隙转换成电信号，按实测厚度标定。这种测量方法准确度较低，且适用范围小。

一般常用的脉冲反射式超声波测厚仪，也是接触式的一种。其原理是将超声波探头放置在被测件表面，通过测量超声波探头发射脉冲在被测件厚度方向上两表面反射脉冲的时间差来确定被测件的厚度。脉冲反射式超声波测厚仪原理框

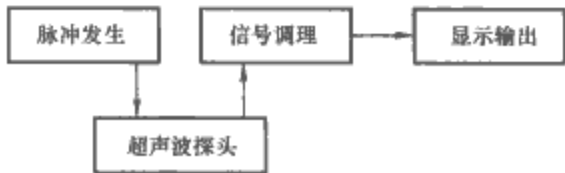


图 4.11-5 脉冲反射式超声波测厚仪原理框图

4.1.3 多普勒雷达测速法

当电磁波波源与观察者有相对运动时，观察者接收到的频率与波源发生的频率不同，两者相靠近时，接收到的频率升高，反之则降低，这种现象称为多普勒效应。多普勒测速法就是根据此原理实现测速的。图 4.11-7 为多普勒速度传感器测量子弹速度的原理。设入射波的频率为 f_0 ，当入射波照射到速度为 v 的运动物体上时，反射回来的电磁波产生的频率变化为 f_d ，于是有

$$f_d = \frac{2v}{\lambda} \tag{4.11-1}$$

式中： λ 为媒质中电磁波的波长。

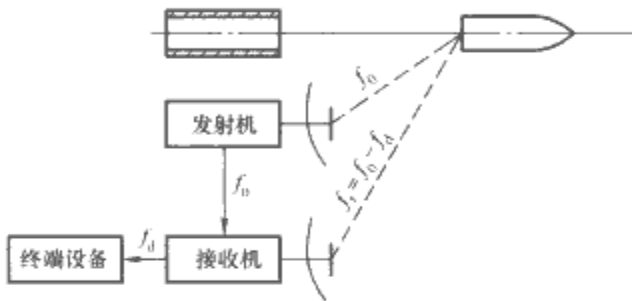


图 4.11-7 多普勒速度传感器测量子弹速度的原理

4.2 转速的电测量

转速测量分为平均转速测量和瞬时转速测量。转速电测量仪表由转速传感器和指示器组成。常用的转速传感器有电磁式、发电式、离心式、频散式、光电式、霍尔式、电容式及光纤式等多种，指示器可分为模拟式和数字显示式。另外，可测量角速率的传感器，如陀螺，也能用来实现对转速的测量。

4.2.1 平均转速测量

平均转速是指在某一时间间隔内转速的平均值，用以表示旋转物体在稳定工作状态下的转速。

(1) 发电式转速计。发电式转速计常被称作测速发电机或电动转速表，其基本工作原理与普通发电机类似，不同点在于：发电式转速计具有线性好、灵敏度高、输出信号大及结构小巧等特点。

表 4.11-6 测量加速度和振动的传感器的工作原理、优缺点及适用范围

| 分类 | 工作原理 | 配套仪器 | 优缺点 | 适用范围 |
|---------|--|-----------------------|--|---|
| 压电式 | 当受到振动时，传感器中压电元件受质量块的惯性力作用而产生表面电荷（电动势），输出量与振动加速度成正比 | 前置电压放大器（或电荷放大器）及测量放大器 | 灵敏度高，频率范围宽，结构尺寸和质量小，量程大，对被测体影响小，横向灵敏度较大，受温度、噪声等影响较大，需要高阻抗前置放大器配用 | 频率范围：2~10 ⁴ Hz（配前置电压放大器），0.3~10 ⁴ Hz（配电荷放大器） 量程：10 ⁻⁵ ~10 ⁵ g 加积分器后可测速度和位移，目前应用最广 |
| 磁电式 | 振动使传感器内的线圈在磁场中运动，切割磁力线而感应出电动势，其值与振动速度成正比 | 微分积分电路、放大器和检测指示、记录仪器 | 灵敏度与准确度较高。受温度、湿度影响小而受磁场影响大，永久磁铁磁性衰减使灵敏度变小，低阻抗输出，故引起的干扰噪声小 | 频率范围：10~500 Hz（惯性式），2~500 Hz（相对式） 经积分，可测振幅范围：0.001~1 mm 经微分，可测加速度范围：小于 10 g |
| 应变式（压阻） | 振动时质量块的惯性力使敏感元件变形，敏感元件上的应变片产生电阻变化，电桥输出电信号正比于振动加速度 | 动态电阻应变仪或直流电桥式放大器 | 结构简单，制作方便，低频响应好，易受温度、湿度、磁场影响，寿命及稳定性差，使用频率范围低 | 频率范围：0~2 kHz（测加速度时），10~2000 Hz [测线（角）位移时] |

(2) 数字式转速表。用适当的传感器将转速转换成相应的电脉冲信号，经放大、整形，最后通过测量信号的频率来确定转速的数值。将转速转换成脉冲计数的传感器有电磁感应式、电涡流式、霍尔式、磁敏二极管或晶体管式、光电式及光纤式等。

(3) 电容式转速表。利用电容充、放电回路产生与转速成正比的电流来测量转速。图 4.11-8 为电容式转速表的工作原理。图 4.11-8 中，K 是一对相互啮合又彼此绝缘的柱形金属鼓轮，换向器由与鼓轮接触的三个触头组成。当鼓轮随待测转速轴转动时，电容器 C 交替与电源 E 和电表 P 接通。在转速较高时，借助表针的惯性，电表便可指示出正比于转速的数值。

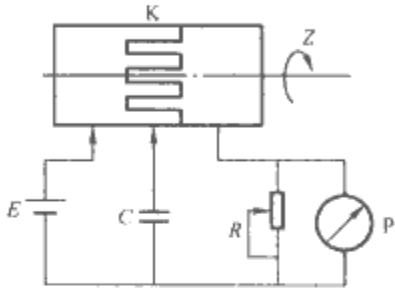


图 4.11-8 电容式转速表的工作原理

4.2.2 瞬时转速测量

在有些应用场合，例如动力机械的起动、倒转、调速时需测量相应的瞬时转速。常用的瞬时转速测量装置有测速发电机、电磁式转速表、脉冲数积分法及高精度转速表等。

5 加速度和振动的电测量

5.1 常用的振动量测量方法

振动量的测量包括对振动位移（振幅）、振动速度、振动加速度和振动频率、相位和频谱、功率谱等量的测量。振动测量仪器由传感器（拾振器）、放大器等测量电路、记录仪及指示仪表等组成。

常用的测量加速度和振动的传感器的工作原理、优缺点及适用范围见表 4.11-6。

6.2 压力的电测量

均匀而垂直作用于单位面积上的力称作压强，工程上也将其称作压力。表征压力的方法有以下几种：

- (1) 绝对压力。它是指相对于绝对零压力所测得的压力，如图 4.11-9 (a) 所示。
- (2) 表压力。它是相对于大气压力测得的压力，如图 4.11-9 (b) 所示。
- (3) 压差。它是指相对于某一参考压力的压力差，如图 4.11-9 (c) 和图 4.11-9 (d) 所示。
- (4) 真空度。习惯上将低于大气压的压力即负压状态称作真空。理想真空的绝对压力为零。一般的，真空度用绝对压力表示，绝对压力愈小，真空度愈高。

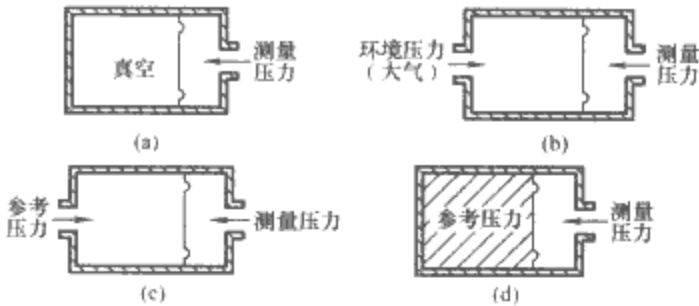


图 4.11-9 压力表示法

(a)绝对压力；(b)表压力；(c)压差；(d)压差(密封参考压力)

6.2.1 常用的电测压力仪表

常用电测压力仪表工作原理、性能指标及优缺点见表 4.11-8。

表 4.11-8 常用电测压力仪表工作原理、性能指标及优缺点

| 类别 | 工作原理 | 优缺点 | 性能指标 |
|------|---|---|--|
| 应变片式 | 将应变元件粘贴在弹性膜片上，应变元件的电阻值将随膜片受压力的变形而变化 | 准确度高，体积小，质量小，测量范围宽，固有频率高，耐振动和耐冲击 | 测量范围：0~5kPa，0~50MPa 工作温度：(-20~+85)℃ |
| 压阻式 | 采用集成电路工艺，在硅膜片上按一定晶向制成压敏电阻 | 灵敏度高，频率响应好；结构比较简单，可以小型化；可靠性好，耐振动和耐冲击，耐腐蚀，抗干扰能力强，可用于静、动态压力的测量；但使用温度范围小，温度漂移大 | 测量范围：0~0.5kPa，0~2kPa，0~210MPa 准确度：可达 0.02%~0.2% |
| 霍尔式 | 利用弹性元件先将压力转换成位移，再以霍尔元件将位移转换成电信号 | 灵敏度较高，测量仪表简单；温度影响较大，易受外磁场干扰 | 测量范围：0~100kPa 至 0~60MPa 准确度：1.5% 使用温度：(-10~+45)℃ 输出信号：0~30mV (DC) |
| 压电式 | 利用压电效应，将压力转换成电信号 | 体积小，结构简单，工作可靠，不需外加电源，频率响应好，输出阻抗大，对振动、温度、电磁场等均敏感，只能作动态测量 | 测量范围：0~700Pa，0~70MPa 准确度：可达 0.06% |
| 电容式 | 将弹性元件的位移转换成电容器电容量的变化 | 灵敏度高，过载能力大；动态响应快，准确度高；输出阻抗高，连接线寄生电容影响大 | 测量范围：0~10Pa 至 0~70MPa 准确度：可达 0.05%~0.25% |
| 电感式 | 将被测压力转换成电感（变压器）中铁心的位移，因而可改变电感量或差动变压器的输出 | 结构简单，可靠性好，测量范围大，灵敏度高，测量电路简单，适用于具有振动、冲击等恶劣环境 | 测量范围：0~50kPa，0~10MPa 准确度：0.5% |
| 振频式 | 利用感压元件本身的谐振频率与压力的关系，通过测量信号频率的变化来检测压力 | 耐振，重复性好，准确度高，工作性能稳定 | 测量范围：0~10~50MPa（振弦式） 0~145kPa（振筒式） 准确度：0.1%（振弦式） 0.01%（振筒式） |

6.2.2 测压仪表使用注意事项

- (1) 根据使用条件选择合适的仪表（包括类型、测量范围和测量准确度等级等），最大测量压力不能超过仪表测量范围上限值的 2/3。
- (2) 合理选择取压点，注意取压口形式。
- (3) 应确保测压仪表与待测压力设备的连接可靠密闭。
- (4) 当待测压力的流体含有杂质、结晶，或有较大黏度，或温度超过了仪表容许值时，必须采用隔离器等装置，以防堵塞或损坏仪表。
- (5) 被测流体有较大脉冲压力时，必须附加缓冲装置。

6.3 转矩的电测量

测量转矩的基本原理是通过测量转动轴引起的扭转角或切应力实现转矩测量。转矩产生的扭转角或切应力正比于转矩。转矩测量方法分为平衡力法、能量转换法和传递法。其

中，依据传递法制成的转矩测量仪器种类最多，应用最广泛。

平衡力法是指通过测量机械体上的平衡力矩（实际上是测量力和力臂）来确定动力机械主轴上的工作转矩。

能量转换法是根据能量守恒定律，通过测量其他形式的能量如电能、热能等来测量旋转机械的机械能，进而求得转矩的方法。该方法在电动机方面有较多应用。

传递法利用弹性元件在传递转矩时物理参数的变化与转矩的对应关系来测量转矩。常用的弹性元件是扭轴，故传递法又称扭轴法。

6.3.1 电阻应变式转矩仪

图 4.11-10 为电阻应变式传感器原理。在测量转矩的弹性轴表面，沿轴向±45°方向上分别粘贴两组对称放置的应变片，并用它们构成全桥电路。当弹性轴受到转矩作用时，四个应变片中的一对受拉力，另一对受压力，电桥便输出正比于转矩的电压信号。这种接法可以消除轴向力和弯曲力的

干扰。

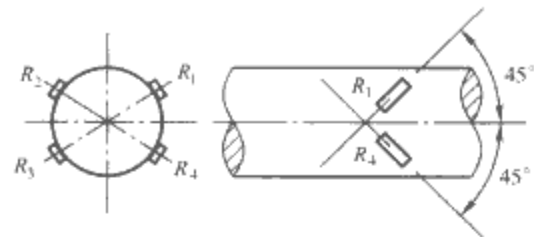


图 4.11-10 电阻应变式传感器原理

电阻应变式传感器的结构简单，准确度较高。贴在转轴上的应变片与测量电路的连线一般通过集流环连接，集流环存在触点磨损和信号不稳定等问题，不适于测高速转轴的转矩。近年来，已研制出遥测应变式转矩仪，它将应变电桥的输出电压以无线发射方式传输出去，从而有效地解决了上述问题。

6.3.2 压磁式转矩传感器

压磁式转矩传感器原理如图 4.11-11 所示。用铁磁材料制作测转矩扭轴，将绕有线圈的两个 π 型铁心 A 和 B 相互垂直放置，开口端与被测轴保持 1~2mm 间隙。在铁心 A 上的线圈中通以 50Hz 的正弦交流电，形成交变磁场。当有转矩时，轴的各向磁阻不同，导致铁心 B 上的线圈两端产生出正比于转矩的感应电动势。

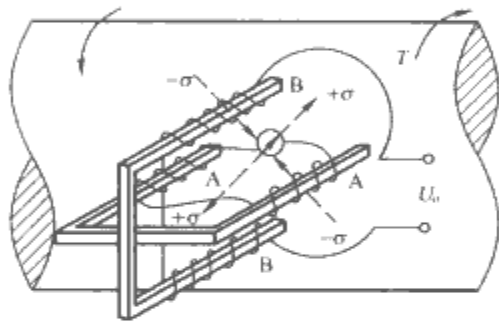


图 4.11-11 压磁式转矩传感器原理

利用压磁式转矩传感器测转矩属于非接触测量，传感器结构简单、使用方便，基本上不受温度影响和转轴转速的限制，而且输出电压较高（可达 10V）。

6.3.3 相位差式转矩传感器

图 4.11-12 是相位差式转矩传感器原理。在被测转轴相距为 l 的两端各安装一个齿形铁磁转轮，靠近转轮沿径向各放置一个感应式脉冲发生器（在永久磁铁上绕一线圈而成）。

当被测转轴旋转时，两脉冲发生器都产生脉冲。无转矩时，两路脉冲相位相同；有转矩时，两路脉冲信号出现相位差，该相位差便与转轴的转矩成正比。

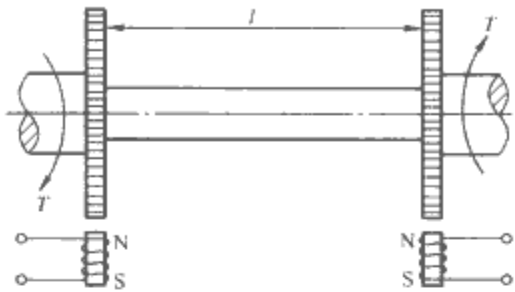


图 4.11-12 相位差式转矩传感器原理

以相位差式转矩传感器测转矩也是非接触测量。这种传感器的结构简单，工作可靠，对环境条件要求不高，测量准确度可达 $\pm 0.2\%$ 。

7 流体流量的电测量

7.1 流体流量计

单位时间内流体流经管道或设备某处横截面的数量被称为流量，又称瞬时流量。当流体以体积表示时称为体积流量；以质量表示时称为质量流量。体积流量的常用单位为 m^3/s 、 m^3/h 、 L/s 、 L/min ；质量流量的常用单位为 kg/s 、 kg/h 、 t/h 。

在工程应用中，除了要测量瞬时流量外，往往需要了解在某段时间内流过流体的总量，这个总量被称为累积流量。

流量计通常由一次装置（流量传感器）和二次仪表组成。一次装置安装于流体导管的内部或外部，它与流体相互作用，产生一个与流量有确定关系的信号；二次仪表专用于接收此信号，并将其转换成流量显示信号或输出信号。流量计分为瞬时流量计和累积流量计，目前大多数流量计同时具备测量流体瞬时流量和计算流体总量的功能。流量计种类繁多、各有特点，使用时，需根据待测流体的种类（液体、气体、单相流或多相流、蒸汽或浆液）、状态（温度、压力、黏度、密度、导电性、腐蚀性、稳定性）、测量准确度、使用及安装条件、用途及价格等综合考虑，选择适用的流量计。表 4.11-9 中列出了各类体积流量计的性能指标，其中节流式流量计在工业生产中应用最为广泛。

表 4.11-9 各类体积流量计的性能比较

| 仪表类别 | | | 技 术 参 数 | | | | | | | 安装要求 | 特点及适用范围 | |
|------------|------------|-------|-----------|------------------------------------|-----------|---------|--------|--------------------|-----------|--------|---------|--|
| | | | 口径或管径(mm) | 流量范围(m ³ /h) | 工作压力(MPa) | 工作温度(℃) | 准确度(%) | 最低雷诺数或黏度界限 | 压力损失(kPa) | | | 量程比 |
| 差压式 流量计 | 节流式 流量计 | 孔板型 | 50~1000 | 液 1.5~9000 气 50~10 ⁵ | 20 | 500 | ±1~2 | >5×10 ³ | <20 | 3 : 1 | 需装直管段 | 结构简单，价格便宜，使用方便，工业应用广泛，用于洁净流体的流量测量，但安装要求严格，刻度为非线性 |
| | | 喷嘴型 | 50~500 | 液 5~2500 气 50~26 000 | 20 | | | >2×10 ⁴ | | | | |
| | | 文丘里管型 | 100~1200 | 液 30~1800 气 240~18 000 | 2.5 | | | >8×10 ⁴ | | | | |
| | 靶式流量计 | | 15~200 | 液 0.8~400 | 6.4 | 200 | ±0.5~1 | >2000 | <25 | 3 : 1 | 需装直管段 | 除一般流体外，尚可用于高黏度、含固体颗粒和腐蚀性介质的小流量测量，灵敏度高，测量范围广，动作可靠 |
| | 转子流量计 | | 4~150 | 液 0.012~100 气 0.4~300 | 6.4 | 150 | ±2 | >100 | 30~60 | 10 : 1 | 垂直安装 | 可测洁净气体、液体及腐蚀性液体 |

续表

| 仪表类别 | | 技术参数 | | | | | | | | 安装要求 | 特点及适用范围 |
|--------|-------------------------------|--------------------|--------------------------|-----------|---------|----------|------------|---------------------|------------|--------------|---|
| | | 口径或管径(mm) | 流量范围(m ³ /h) | 工作压力(MPa) | 工作温度(℃) | 准确度(%) | 最低雷诺数或黏度界限 | 压力损失(kPa) | 量程比 | | |
| 容积式流量计 | 椭圆齿轮型 | 10~400 | 液 0.005~500 | 6.4 | 120 | ±0.2~0.5 | 500cst | <20 | 10:1 | 无直管段要求,需装过滤器 | 主要用于测量高黏度介质液体和不含固体杂质的液体,量程比宽(10:1),准确度高,结构复杂,使用时需小心维护 |
| | 腰轮型 | | 液 0.4~100 | | | ±0.2~0.5 | | | | | |
| | 刮板型 | | 液 0.2~90 | | | ±0.2 | | | | | |
| 速度式流量计 | 涡轮切向型(水表) | 15~600 | 液 0.045~3000 | 1.0 | 40~100 | ±2 | — | <20 | >10:1 | 水平安装 | 用于测洁净液体 |
| | 涡轮轴向型 | 液 4~500 气 10~50 | 液 0.04~6000 气 1.5~200 | 6.4 | 120 | ±0.5~1 | 20cst | <25 | 6:1~10:1 | 需装直管段及过滤器 | 可测洁净液体、气体,准确度高 |
| | 旋进涡流型 | 50~150 | 气 10~5000 | 1.6 | 60 | ±1 | — | $11\frac{v^2r}{2g}$ | 30:1~100:1 | 需较短的直管段 | 准确度高,量程比宽,无可动部件,适用于测量氧气和天然气 |
| | 卡门涡流型 | 150~1000 | 气 1~30m ³ /s | 6.4 | 150 | ±1 | — | 极小 | 30:1~100:1 | 需装直管段并不准倾斜 | |
| | 电磁流量计 | 1~2000 | 导电液 0.1~12 500 | 1.6 | <200 | ±0.5~1.5 | — | 极小 | 100:1 | 对直管段的要求不高 | 适合测量导电介质的流量 |
| | 电容式流量计 | 15~200 | | 1.6 | 100 | ±1~1.5 | | | | | 可测净液、浆液和脏液 |
| | 电导率式流量计 | 6~120 | | 1.6 | 100 | ±1~1.5 | | | | | |
| | 超声波流量计 | 10~2000 | | 1.6 | 75 | ±1 | | | 20:1 | 需装直管段 | 可测任何液体和气体(包括腐蚀性、高黏度及脏的液体和气体) |
| | 激光多普勒流量计(先求得流速,再据管道截面积求出体积流量) | 50~1000 | | 1.0 | 200 | ±0.5~1 | | | | | 准确度高,动态反应快,测量范围宽,线性特性好,但只限于测有一定透明度及含有适当散放粒子的流体 |
| | 核磁共振流量计 | 5~50 | | 1.0 | 200 | ±0.5~1 | 20cst | 无 | | | 准确度高,可测任何流体 |

7.2 质量流量计

在很多应用场合,需要测量质量的流量。与体积流量不同,质量流量计的测量值不受温度、压力、密度、介质均匀

度及脉动等因素的影响,因而测量准确度较高。质量流量计分为直接型和间接型两类。表 4.11-10 中列出了三种直接型质量流量计。

表 4.11-10 三种直接型质量流量计

| 类别 | 示意图 | 工作原理 | 备注 |
|-----------------|---|--|--|
| 流体桥路式质量流量计(差压式) | <p>(此图对应于小流量情况,即 $q < Q$ 的情况) 其中, q 为待测体积流量; Q 是定流量泵体积流量; ΔP 反映测出的压差</p> | 用一台定流量泵和 4 块同样的孔板组成流体桥路,在流入端与流出端之间设置测量压差的装置(小流量时,即主管道待测流量 $q < \text{定流量泵流量 } Q$ 时),据测得的压差 ΔP 便可确定质量流量 | 如 $q > Q$ (大流量时),则测压差的位置改在泵的两端。此种流量计的量程比最大可达 1400:1,瞬时质量流量测量误差小于 0.5%,广泛应用在发动机性能测试及飞机的控制领域 |

续表

| 类 别 | 示 意 图 | 工 作 原 理 | 备 注 |
|-------------------------|-------|---|---|
| 科里奥利 质量流量计 (谐振式) | | 用电磁振荡器使两根平行放置、等量分流的 U 形管作一阶弯曲主振动, 建立传感器的工作点。当待测流体流过时, U 形管受到科里奥利力的作用, 产生与流体质量流量成正比的一阶扭转“副振动”, 利用电磁位置检测器测量出瞬态位移, 就可直接得到待测的质量流量 | 测量范围宽: $0 \sim 10^4 \text{ kg/min}$ 准确度高: 可达 $\pm 0.1\%$ 工作温度宽: $(-200 \sim +200)^\circ\text{C}$ 工作压力可达 $20 \sim 30 \text{ MPa}$ 压力损失小, 安装维护简便, 可测量各种流体; 可同时测出流体的密度, 因而可以计算出体积流量, 并可计算出两相流液体各自所占的比例 |
| 分流细管式 质量流量计 (温差式) | | 在旁路细管外中央部位绕有加热器, 加热器前后各放置一个温度传感器。加热器加热后, 在管内无流体流过时, 旁路细管内温度呈对称分布; 当有流体流过时, 两温度传感器可检测出温差 ΔT , 此 ΔT 与质量流量成正比 | 无压力损失, 需保持流体呈层流状态, 测量准确度取决于温度传感器的性能以及旁路细管的结构 |

在直接型质量流量计未开发出之前, 测量质量流量的仪

表都是由体积流量计、密度计 (或流体压力传感器和温度传感器) 及运算器等仪表组成的质量流量测量系统, 即都是间接型质量流量计。按测量原理, 间接型质量流量计又分为三种类型, 具体如图 4.11-13 所示。

图 4.11-13 (a) 为差压计 (节流式流量计) 与密度计组合的间接型质量流量计。实施测量时, 差压计测得的差压信号正比于 ρQ^2 (ρ 为流体密度, Q 为体积流量), 密度计输出 ρ 值, 由运算器将两信号相乘并再作开方处理, 即可得到质量流量。

图 4.11-13 (b) 为涡轮式流量计 (速度式流量计) 与密度计组合的间接型质量流量计。其中, 涡轮式流量计输出正比于 Q 的信号, 通过运算器将其与密度信号相乘, 即可得到质量流量。

图 4.11-13 (c) 为差压计与涡轮式流量计组合的间接型质量流量计。按照这种测量原理, 通过运算器将差压计与涡轮式流量计输出的信号相除, 即可得到质量流量。

由于间接型质量流量计由多台仪表组成, 结构复杂, 因此, 测量误差较大。

8 泄漏的电测量

对埋地管道泄漏的探测分为监测和检测两种。泄漏监测主要是对管道从不漏到突然发生泄漏的过程的监测, 一般采用固定的装置对管道进行实时监测, 其相应的监测传感器和仪器设备一般在管道建设中已经安装好。其缺点是无法检测已经存在的稳定泄漏源。根据传感器安装的具体部位, 监测的实施又分为内部监测和外部监测两种。

对管道泄漏的检测是从地上或外部定期进行, 采用仪器从管道的外表面来发现泄漏点, 所用的检测仪器设备一般采用移动式。其优点是无需事先安装固定的传感器和检测设备; 对埋地管道不会产生任何破坏或影响其正常工作; 对已经稳定的和新发生的泄漏都可以加以识别。泄漏监测和检测方法见表 4.11-11。

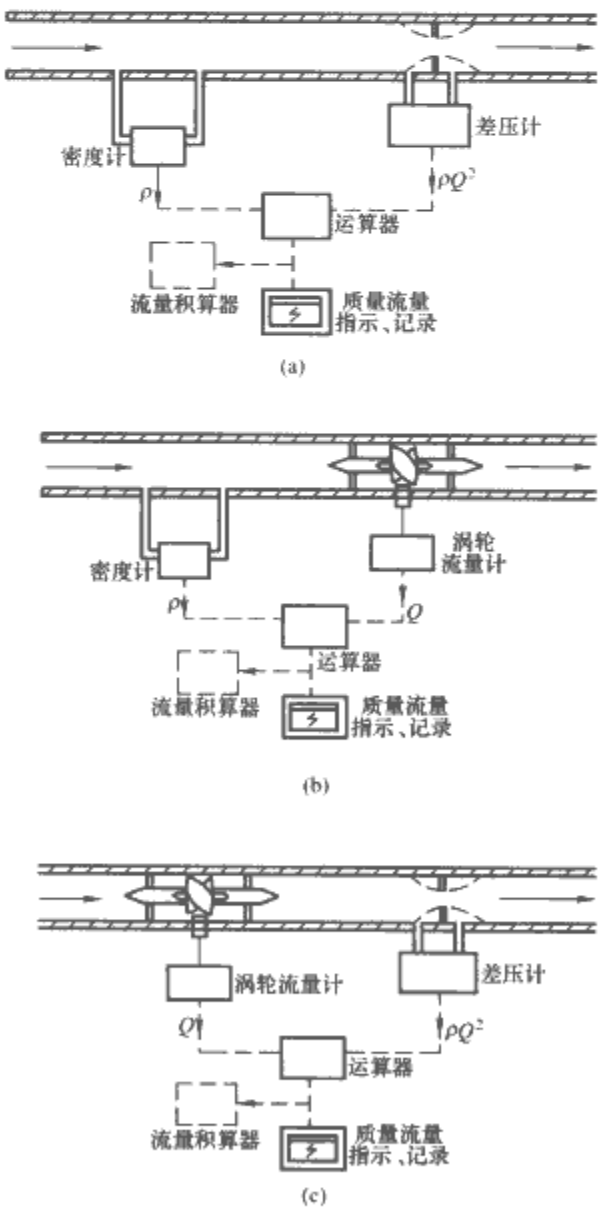


图 4.11-13 间接型质量流量计
(a) 差压计与密度计组合; (b) 涡轮式流量计与密度计组合; (c) 差压计与涡轮式流量计组合

表 4.11-11 泄漏监测和检测方法

| 名 称 | 分 类 | 适用范围 | 精 度 | 特 点 |
|-------------------|-------|-------------------------------|----------------------|--|
| 流量平衡法 | 管内监测 | 适用管道长度 160km | 漏点定位精度 10m (需借助压力数据) | 优点: 可发现微小泄漏。缺点: 对泄漏响应慢, 单纯靠流量数据不能实现漏点定位 |
| 负压波法 | 管内监测 | 液体传输介质 | 漏点定位精度 100m | 泄漏率大的泄漏定位精度高, 不适合微小泄漏 |
| 声波法 | 检测、监测 | 探头间距小于 90km | 漏点定位精度 ±30m | 可发现泄漏量大于 1% 的泄漏, 误报率低 |
| 激光光纤传感法 | 监测 | 光纤长度小于 60km, 安装光放大装置后可达 350km | 漏点定位精度不明确 | 优点: 不受电磁干扰, 灵敏度较高。缺点: 不能区分人为机械振动和泄漏振动, 易误报 |
| 电缆传感法 | 监测 | 碳氢化合物传输介质 | | 优点: 漏点定位精度高。缺点: 成本高 |
| 红外热像法 | 检测 | 主要用于长输管道 | | 该方法可用于长输管道和微小泄漏检测, 但受环境影响较大 |
| 气体敏感法 | 检测 | 天然气管道 | 可检测出泄漏量超过 4.5L/d 的泄漏 | 一般作为便携式仪器使用 |
| 监控与数据采集 (SCADA) 法 | 监测 | 长输管道 | | 优点: 泄漏报警准确, 漏点定位精度高, 并具有决策控制功能。缺点: 运算量大, 成本高 |
| 实时瞬态模型 (RTM) 法 | 监测 | 长输管道 | | 方法较复杂, 成本高 |
| 激光扫描法 | 检测 | 天然气管道 | | 方法受环境和气候影响较大 |

9 温度和热通量的电测量

9.1 温度的电测量

9.1.1 常用测温仪表的分类

常用的测温仪表见表 4.11-12。

9.1.2 热电偶测温

(1) 热电偶测温原理。如图 4.11-14 所示, 两种不同的金属导体 A 和 B 连接成闭合回路, 当两个连接点 1、2 的温度不同($t_1 \neq t_2$) 时, 在该金属导体闭合回路中便会产生电动

势, 此现象称作热电效应 (塞贝克效应), 此电动势称作塞贝克温差电动势, 简称热电动势。热电偶就是据此原理来测量温度的。

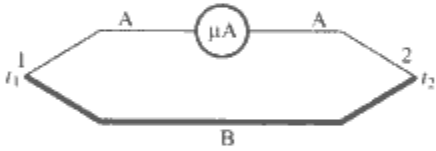


图 4.11-14 塞贝克效应原理示意

(2) 常用热电偶种类及特性。常用热电偶种类及特性见表 4.11-13。

表 4.11-12 常用的测温仪表

| 类别 | 测温仪表 | 工作原理 | 测温范围 | 准确度 | 特点 | 应用范围 |
|-----------|-----------------|---|--------------|---------|---------------------------------------|---|
| 热电阻类 | 金属热电阻器 | 利用金属电阻值随温度而变化的性质 | (-272~850)℃ | 0.5%~3% | 稳定性好, 易实现准确测量, 可作遥测、自动记录、报警和控温 | 用作低温测试, 可作测温标准, 测温下限为 1K 左右 |
| | 半导体热敏电阻 | 利用半导体电阻值随温度变化呈指数变化的原理 | (-50~300)℃ | 0.5%~3% | 灵敏度高, 体积小, 响应速度快, 电阻温度系数有正有负, 可遥测 | 用于一般温度测量与家电装置温控 |
| 热电偶类 | 普通金属热电偶 | 利用两种不同金属的接触电动势随温度变化而变化的原理 | (-270~1300)℃ | 0.5%~1% | 准确度高, 线性好, 测温范围宽, 稳定性好, 信号可远传 | 除适用于一般介质测量外, 还适用于测量难熔金属的高温 and 超导装置的超低温 |
| | 贵金属热电偶 | | (-40~1600)℃ | | | |
| | 难熔金属热电偶 | | 0~2800℃ | | | |
| 半导体 PN 结类 | 二极管、晶体管集成电路 | 利用半导体 PN 结正向压降随温度上升而线性下降 (当正向电流保持不变时) 的原理 | (-50~200)℃ | 0.5%~1% | 灵敏度高, 线性好, 体积小, 时间常数小, 输出阻抗稳定, 不需冷端补偿 | 广泛用于电子、机械、石油化工等部门 |
| | Si、Ge 等 PN 结温度计 | 利用 Si、Ge PN 结电容在极低温度下的变化 | 5~30K | | 灵敏度极高, 改变检测频率即可调整测温范围 | 超低温测量 |

续表

| 类别 | 测温仪表 | 工作原理 | 测温范围 | 准确度 | 特点 | 应用范围 |
|--------|-------------------|---|---|---|--|---------------------------------|
| 石英晶体类 | 石英晶体温度计 | 利用一定切向石英晶体的谐振频率随温度而变化的原理 | $(-80\sim 250)^{\circ}\text{C}$ | $(-40\sim 230)^{\circ}\text{C}\pm 0.15^{\circ}\text{C}$; 其中 $0\sim 100^{\circ}\text{C}$ $\pm 0.02^{\circ}\text{C}$ | 高分辨力(10^{-4}°C)、高准确度、高稳定度,小型化,频率信号输出易于数字处理 | 用作标准温度计和高准确度温度计 |
| 热噪声类 | 铂条约瑟夫森结 | 热噪声输出电压的均方值与热力学温度成正比 | $(-100\sim 500)^{\circ}\text{C}$ $<-200^{\circ}\text{C}$ | $0.1\%\sim 0.5\%$ | 高准确度、高灵敏度 | 可作标准温度计,还可用于高温、高压、高辐射线等恶劣环境下工作 |
| 核四极共振类 | NQR (核四极共振吸收) 温度计 | 利用 KClO_3 晶体中的 Cl^{35} 原子核的共振频率随温度上升而下降 | $(-183\sim 125)^{\circ}\text{C}$ $90\sim 398\text{K}$ | 1.3mK | 极高准确度,高灵敏度,仅限于测液体,尺寸不太小,时间常数大,价格贵 | 用作标准温度计或高准确度温度计,用于海洋、气象、医用电子等领域 |
| 非接触测温 | 亮度式辐射温度计 | 利用物体的单色辐射亮度随温度变化的原理,并将被测物体光谱的一个狭窄区域亮度与标准辐射体的亮度进行比较来测量温度 | $700\sim 3200^{\circ}\text{C}$ | $1\%\sim 1.5\%$ | 结构简单,携带方便 | 用于金属熔炼、浇铸、热处理、锻压等方面 |
| | 全辐射温度计 | 利用物体在全光谱范围内总辐射能量与温度的关系来测量物体表面温度 | $100\sim 3200^{\circ}\text{C}$ | 1.5% | 结构简单,性能稳定 | 测量运动物体或不宜安装接触测温仪表的高温物体的表面温度 |
| | 部分辐射温度计 | 测量被测物体辐射能量中某一波段的能量 | $<3200^{\circ}\text{C}$ | $1\%\sim 1.5\%$ | 准确度较高,稳定性较好,测温下限低,可自动记录 | 测量快速运动或温度瞬变物体的表面温度 |
| | 比色温度计 | 利用两个不同波长 λ_1 和 λ_2 的辐射强度之比与温度的关系 | $800\sim 3200^{\circ}\text{C}$ | 0.5% | 可测表面无覆盖物的高温物体的温度,反应速度快,测量范围大,测量温度接近实际值 | 测量准确度要求较高或粉尘、烟雾较大场合中各种对象表面的温度 |

表 4.11-13 常用热电偶种类及特性

| 种类 | 分度号 | $t_0=0^{\circ}\text{C}$, $t=100^{\circ}\text{C}$ 时的热电动势 (mV) | 使用温度 ($^{\circ}\text{C}$) | 允许误差 ($^{\circ}\text{C}$) | 特点 | 用途 |
|---------------------|-----|---|-----------------------------|--|---------------------------------------|--|
| 铂铑 ₁₀ -铂 | S | 0.643 | $-40\sim 1600$ | $0\sim 1100\pm 1$, $1100\sim 1600\pm [1+(t-1100)\times 0.003]$ | 长期使用稳定,重复性好,测温高,抗氧化性好,但受氢、硫等浸蚀后变脆 | 可作一、二等传递标准,测量准确度高,可短期耐核辐射 |
| 铂铑 ₁₃ -铂 | R | 0.647 | $-40\sim 1600$ | $0\sim 600\pm 1.5$, $600\sim 1600\pm 0.25\%t$ | | 高准确度测温 |
| 铂铑 ₃₀ -铂 | B | 0.634 | $200\sim 1800$ | (Ⅱ级) $600\sim 1700\pm 0.25\%t$, (Ⅲ级) $600\sim 800\pm 4$, $800\sim 1700\pm 0.5\%t$ | 准确度较高,稳定性、重复性好,抗氧化性好,抗还原性气体较 S 和 R 型好 | 可作传递标准,可用作测钢水温度 |
| 镍铬-镍硅 | K | 4.10 | $-200\sim 1300$ | (Ⅰ级) $-40\sim 1100\pm 1.5$ (或 $\pm 0.4\%t$), (Ⅱ级) $-40\sim 1300\pm 2.5$ (或 $0.75\%t$) | 热电动势较高,线性好,长期使用稳定,抗氧化性能较好 | 在 $0\sim 1200^{\circ}\text{C}$ 工业测量中可代替部分铂铑-铂热电偶 |

续表

| 种类 | 分度号 | $t_0=0^{\circ}\text{C}; t=100^{\circ}\text{C}$ 时的热电势 (mV) | 使用温度 ($^{\circ}\text{C}$) | 允许误差 ($^{\circ}\text{C}$) | 特 点 | 用 途 |
|-------------------------------------|-----|--|--------------------------------|--|--|---|
| 镍铬硅- 镍硅 | N | 2.774 | 270~1300 | (Ⅲ级) $-200\sim 40$ ± 2.5 或 $\pm 1.5\%t$ | 耐还原性气体腐蚀性能 优于 K 偶, 热电动势略低 于 K 偶, 在 400°C 以上线 性度优于 K 偶 | |
| 镍铬-铜镍 | E | 6.95 | $-200\sim 900$ | (Ⅰ级) $-40\sim 750\pm 1.5$ 或 $\pm 0.4\%t$, (Ⅱ级) $-40\sim 750\pm 2.5$ 或 $\pm 0.75\%t$ | 微分热电动势高, 耐热 和防氧化性能好, 价格便 宜, 可测至 -200°C | 可用于一般测温 和 -200°C 以内的低温测量 |
| 铁-铜镍 | J | 5.27 | $-40\sim 750$ | (Ⅰ级) $-40\sim 750\pm 1.5$ 或 $\pm 0.4\%t$, (Ⅱ级) $-40\sim 750\pm 2.5$ 或 $\pm 0.75\%t$ | | |
| 铜-铜镍 | T | 4.26 | $-200\sim 400$ | (Ⅰ级) $-40\sim 350\pm 0.5$ 或 $\pm 0.4\%t$, (Ⅱ级) $-40\sim 350\pm 1$ 或 $\pm 0.75\%t$, (Ⅲ级) $-200\sim 40\pm 1$ 或 $\pm 1.5\%t$ | 稳定性、重复性好, 价 格便宜, 铜易提纯, 均匀 性好, 但易氧化 | 可测至 -200°C 低温 |
| 镍铬(铜) 金铁 | | | $-270\sim -27$ | (Ⅰ级) ± 0.5 , (Ⅱ级) ± 1 | 热电动势大, 适用于灵 敏性气体、惰性气体的环 境, 质脆 | 专用于测低温、超低温 |
| 钨铼 ₃ 钨铼 ₂₃ | | 1.145 | 0~2300 | (Ⅲ级) $0\sim 400\pm 4$, $400\sim 2300\pm 1\%t$ | 适用于还原性气体、惰 性气体, 质脆 | 用于测量超高温 (在真 空中或无氧化气氛中) |

9.2 热通量的电测量

单位时间内通过单位面积传递的热量被称作热通量或热流量。热通量计可分为辐射计、量热计和表面热流计三类。辐射计用来测量辐射热通量；量热计用来测量辐射和对流并存的热通量；表面热流计则用来测量传导、对流和辐射热通量之和。

图 4.11-15 为热电堆型表面热流计工作原理。在绝缘片上绕有串联的铜-康铜热电偶组，热电偶结顺次排列在绝缘片的两面，将其前表面的结作为敏感结，后表面的结则作为参考结固定在冷却座上。当前表面接收到热流 Q 时，热电偶组输出端就产生相应的电动势。

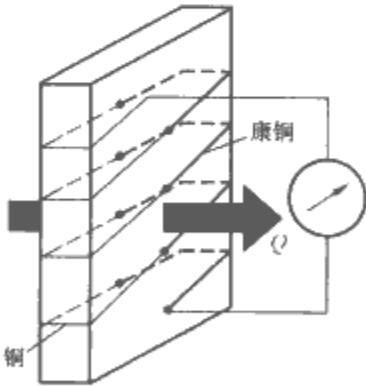


图 4.11-15 热电堆型表面热流计工作原理

10 湿度的电测量

10.1 气体湿度的电测量

湿度是表示空气（或气体）中水汽含量的物理量，有关湿度各物理量的定义和单位见表 4.11-14。其中，相对湿度为最常用的湿度量，一般的，湿度测量多指对相对湿度的

测量。在水蒸气压 p 不变的情况下，空气饱和水蒸气压随温度上升而加大，故相对湿度 RH 随之下降。

表 4.11-14 湿度物理量的定义和单位

| 湿度物理量 | 定 义 | 单 位 |
|--------|---------------------------------------|-----------------------|
| 绝对湿度 | 单位体积湿气体中所含水汽的质量数 | g/m^3 |
| 相对湿度 | 单位体积湿气体中所含水汽的质量与在相同条件下饱和水汽质量之比，用百分数表示 | (0%~100%) RH |
| 水蒸气容积比 | 水蒸气分压与干燥载体（空气）分压之比 | 10^{-6} |
| 水蒸气质量比 | 水蒸气质量与干燥载体（空气）质量之比 | 10^{-6} |
| 露点 | 在一定的压力下，气体中水汽达到饱和和结露时的温度 | $^{\circ}\text{C}$ |

测量气体湿度常用方法的工作原理、湿度计种类及测量

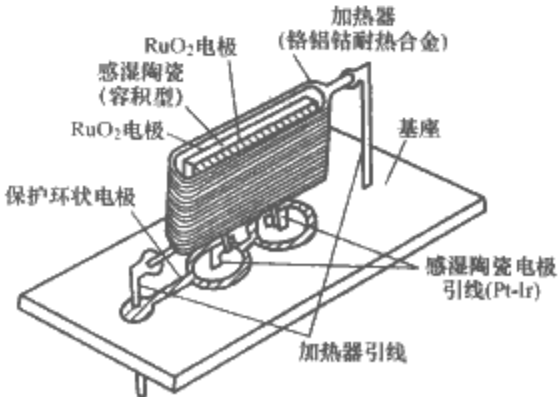


图 4.11-16 金属氧化物型陶瓷湿度传感器原理

范围见表 4.11-15。

图 4.11-16 是金属氧化物 (MgCrO₄-TiO₂) 型陶瓷湿度传感器原理。为了消除湿度敏感陶瓷表面附着的脏物对其测量性能的影响,使之能长期、稳定地工作,通常要在湿敏陶瓷片的外围设置加热器,并定期给加热器通电,以除去陶瓷

表面附着的脏物。

10.2 固体含水量的电测量

固体含水量用含水量的百分比表示。常用固体含水量测量仪的工作原理、适用对象及测量范围见表 4.11-16。

| 表 4.11-15 测量气体湿度常用方法的工作原理、湿度计种类及测量范围 | | | |
|--------------------------------------|--|---|-------------------------------|
| 测量方法 | 工 作 原 理 | 湿 度 计 种 类 | 测量范围 |
| 阻容电测法 | 利用固体电解质、高分子材料或复合金属氧化物等吸湿性物质吸、放水汽而改变其电导率或介电常数 | LiCl、纤维素 + 碳、Al ₂ O ₃ 、Fe ₂ O ₃ 、MgCrO ₄ -TiO ₂ 陶瓷碳膜及电容湿度计等 | (15%~95%) RH |
| 温差电桥法 | 将成对的温度敏感电阻分别置于待测湿度的气体(空气)及湿纱布包中,并将其接入电桥作桥臂电阻,即可测出湿度值 | 铂电阻、镍电阻或热敏电阻 | (20%~100%) RH (环境温度 0~50℃) |
| 露点法 | 测定特制元件表面出现水汽凝结或水汽蒸发处于平衡时的温度(露点),以此确定湿度 | 光电露点仪、LiCl 露点仪、Al ₂ O ₃ 露点仪 | |

| 表 4.11-16 常用固体含水量测量仪的工作原理、适用对象及测量范围 | | | |
|-------------------------------------|--|-----------------------------|------------------------|
| 含水量测量仪类别 | 工 作 原 理 | 适 用 对 象 | 含水量范围 |
| 电阻式水分表 | 利用被测固体的电阻值随含水率变化而变化 | 用于谷物、木材、纸张、土壤、烟草、砂糖的含水量测量 | (0%~50%) RH |
| 电容式水分表 | 利用被测固体的介电常数随含水率变化而变化 | 用于谷物、砂、布、木材等的含水量测量 | (0%~30%) RH±0.5% |
| 红外线吸收式水分表 | 利用近红外的四个波长对水分有不同的吸收关系 | 用于粉末、厚板物体等的含水量测量 | (0%~10%) RH±1% |
| 射线式水分表 | 利用中子射线与水分子碰撞的减速效应 | 用于土壤、矿石、纸张等的含水量测量 | (50%~70%) RH±(0.5%~2%) |
| 微波水分表 | 利用微波在不同含水量介质(土壤)传输中时产生不同的介质损耗的原理,通过测量微波损耗来测定介质(土壤)的含水量 | 用于土壤、粮食等的含水量测量 (此法准确度较高) | |

11 噪声的电测量

11.1 噪声

噪声是指由许多不同频率和声强的声波无规律、杂乱组合而成的声响,给人以烦躁的感觉,它对人类的神经、心脏、血管等均会产生不良刺激。在交通、工业生产、城市建筑等快速发展的今天,噪声已成为不容忽视的公害之一。

噪声的主要参数是声压、声强、声功率和噪声频谱。声压、声功率和声强的定义及相应的单位见表 4.11-17。但是,声压、声强和声功率的大小,通常用分贝 (dB) 表示,即用声学量与选定的基准量的比值的对数来表示,是相对量,无量纲,以分贝为单位,具体见表 4.11-18。

| 表 4.11-17 声压、声强、声功率的定义及单位 | | | |
|---------------------------|-----|-------------------------------------|------------------|
| 参 量 | 符 号 | 定 义 | 单 位 |
| 声压 | p | 有声响时空间某点的压强 p_1 与没有声响时压强 p_0 之差 | Pa |
| 声强 | I | 在垂直于声波传播方向上,单位时间内通过单位面积的声能 | W/m ² |
| 声功率 | W | 在单位时间内声源发射出的总能量 | W |

| 表 4.11-18 声压级、声强级和声功率级 | | | | |
|------------------------|-------|-----------------|----|---|
| 声学量 | 符号 | 定义式 | 单位 | 说 明 |
| 声压级 | L_p | $20\lg (p/p_0)$ | dB | p 为声压, p_0 为基准声压, $p_0=2\times 10^{-5}$ Pa |
| 声强级 | L_I | $10\lg (I/I_0)$ | dB | I 为声强, I_0 为基准声强, $I_0=10^{-12}$ W/m ² |
| 声功率级 | L_W | $10\lg (W/W_0)$ | dB | W 为声功率, W_0 为基准声功率, $W_0=10^{-12}$ W |

11.2 噪声测量仪

现有的噪声测量仪一般是测量声压级的声级计。声级计主要由传声器、输入级、放大(衰减)器、计权网络、检波电路及电源等功能单元组成,如图 4.11-17 所示。其中,传声器又称话筒或麦克风,是将声波信号转换成电信号的传感器,它是声级计的关键组成部分。最常用的传声器有压电式传声器和电容式传声器,其次还有电动式及驻极体式传声器等。

压电式传声器又称晶体话筒,其结构简单、坚固,动态量程宽,频率响应好,但灵敏度低,受温度影响较大,多用于制作普通声级计。

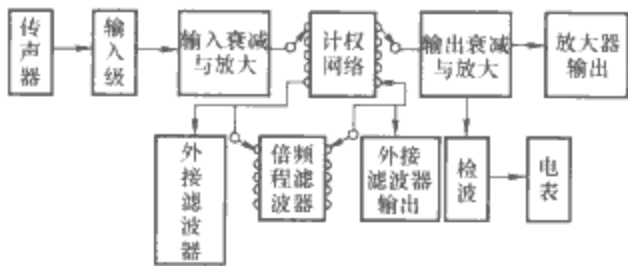


图 4.11-17 声级计的原理框图

电容式传声器的灵敏度可高达 50mV/Pa，频率范围是 1Hz~100kHz，测量动态范围在 10~170dB，其输出性能在（-50~150℃）温度范围及（0%~100%）RH 湿度范围内几乎不变，且对机械振动不敏感，适于精确测量的场合。但电容式传声器的价格较高，且需配用高稳定的直流偏压和前置放大器。

表 4.11-19 气体检测分类

| 类别 | 主要检测气体 | 主要检测场所 |
|--------|--|------------------|
| 易燃易爆气体 | 液化石油气、煤气、CH ₄ 、可燃性气体或蒸汽 | 家庭、油库、油场、煤矿、工厂 |
| 有毒气体 | CO 等未完全燃烧气体、H ₂ S、有机含硫化物、卤族气体、NH ₃ 等 | 家庭、工厂、特定场所 |
| 环境气体 | O ₂ 、CO ₂ （防缺氧）、H ₂ O（湿度调节）、大气污染物（SO _x 、NO _x 、醛等） | 家庭、办公室、电子仪器、汽车环保 |
| 工程气体 | O ₂ （燃烧控制）、CO（防止燃烧不完全）、H ₂ O（食品加工） | 引擎、锅炉、电子灶 |
| 其他 | 酒精呼气、烟、粉尘 | 交通管理、防火、防爆 |

表 4.11-20 常用气体成分电测量仪的工作原理、技术性能和应用范围

| 类型 | 工作原理 | 可检测气体种类 | 灵敏度 | 准确度 | 选择性 | 响应速度 | 稳定性 | 维修性 | 经济性 | 测量范围 |
|----------|--------------------|---|-----|-----|-----|------|-----|-----|-----|-------------------------------------|
| 半导体气敏电阻 | 吸附气体后阻值发生变化 | 可燃性气体、液化石油气、煤气、CO、NH ₃ 、H ₂ S、NO ₂ 、CO ₂ 、O ₂ 、酒精气 | 很高 | 良好 | 尚可 | 很快 | 很好 | 很方便 | 便宜 | 10 ⁻⁶ ~ LEL（LEL 为临界爆炸浓度） |
| 半导体气敏元件 | 吸附气体后表面电位发生变化 | H ₂ 、CO、硫醇 | | | | | | | | |
| 接触燃烧式 | 吸附气体，燃烧发热 | 可燃性气体 | 较高 | 很高 | 无 | 一般 | 一般 | 尚可 | 便宜 | 10 ⁻⁵ ~LEL |
| 伽伐尼电流式 | 吸附气体，产生电池电流 | O ₂ | 很高 | 良好 | 较好 | 一般 | 较差 | 困难 | 较贵 | 1~10 ⁻³ |
| 固体电解质式 | 浓淡极化电动势 | O ₂ 、卤素气体、SO ₂ 、SO ₃ 、CO、CO ₂ 、NO、NO ₂ | 很高 | 良好 | 较好 | 很快 | 较好 | 较方便 | 较贵 | 10 ⁻¹⁰ ~100% |
| 气体热传导式 | 热传导率随环境气体浓度而变化 | CO ₂ 、SO ₂ | 较差 | 良好 | 无 | 较快 | 较好 | 较方便 | 较贵 | 1%~100% |
| 红外线吸收光谱式 | 利用不同气体具有不同的红外线吸收光谱 | 各种气体 | 最高 | 最高 | 最好 | 较快 | 较好 | 尚可 | 很贵 | 10 ⁻⁶ ~100% |

12.2 烟雾的电测量

测量空气中烟雾（粉尘）含量的常用方法有光散射法、离子电流法和电容器法。

图 4.11-18（a）是光散射式烟雾传感器原理。在光源与光敏元件之间设置屏蔽板，没有烟雾时，光敏元件接收不到光源发出的光；而一旦有烟雾时，烟雾微粒对光散射，因而使光敏元件接收到散射光。这种传感器的体积小，质量小，使用安全可靠，且灵敏度与烟雾的种类无关。

图 4.11-18（b）是离子电流式烟雾传感器原理。放射线源 Am²⁴¹ 放射出的微量 α 射线使两平板电极间的空气电离，两极板间加上电压，则有离子电流在两电极间流过。当烟雾进入两电极板之间时，由于烟雾有吸附离子和 α 射

电动式传声器又称动圈话筒，具有电阻抗小、可使用长电缆、固有噪声低、温度影响小等优点，但其体积大，灵敏度低，易受电磁干扰，频率响应特性不理想，对机械振动敏感，多用于制作普通声级计。

驻极体传声器的工作原理与电容式传声器相似。它结构简单、坚固，使用时不需要极化电压，电容量大，制造成本低，但其高频段的频响不如电容式传声器，使用温度不超过 50℃，且灵敏度也比电容式的低约 10dB。

12 气体成分和烟雾的电测量

12.1 气体成分的电测量

气体检测分类见表 4.11-19，常用气体成分电测量仪的工作原理、技术性能和应用范围见表 4.11-20。

线的作用，从而使离子电流减少，因此，测量离子电流的大小即可确定烟雾的浓度。离子电流式烟雾传感器能检测肉眼看不到的烟雾粒子，但其灵敏度会随烟雾种类而变化。

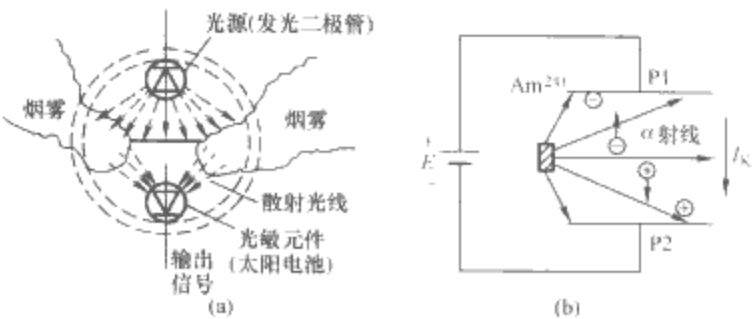


图 4.11-18 烟雾传感器原理
(a) 光散射式；(b) 离子电流式

电容式烟雾传感器是根据两极板间充有含烟雾空气时介电常数随烟雾浓度变化的原理而制成的。

13 缺陷的无损探伤

13.1 无损探伤的基本概念

无损探伤又称无损检测，是指在不损伤被检材料或制件的前提下，对材料或制件的缺陷进行检测，几何特性实施测

量，化学成分、组织结构及力学性能的变化等加以评定，并进而就材料或制件对特定应用的适用性作出定量的评价。无损探伤的方法有很多种，但本质上它们都是经传感器把被测的非电量转换成电信号，再以各种电的测量方法完成的测量。具体地，无损探伤的方法包括超声波探伤、涡流探伤、漏磁探伤、射线探伤、表面探伤及其他无损检测的新技术。针对不同的测量需求，可以采用相应的无损探伤方法，具体见表 4.11-21。

表 4.11-21 常用无损探伤法的适用范围

| 无损探伤方法 | 适用缺陷类型 | 适用制件厚度 | 适用材料范围 |
|--------|--------------|-----------|---------------------|
| 目视检测 | 各种体积型、面积型缺陷 | 表面 | 各种材料 |
| 渗透检测 | 各种体积型、面积型缺陷 | 表面且缺陷表面开口 | 非疏松材料 |
| 磁粉检测 | 各种体积型、面积型缺陷 | 一般<1mm | 铁磁性材料 |
| 漏磁检测 | 各种体积型缺陷 | 一般<30mm | 铁磁性材料 |
| 涡流检测 | 各种体积型缺陷、裂纹缺陷 | 一般<1mm | 导电材料 |
| 超声检测 | 各种体积型、面积型缺陷 | <10m | 各种材料 |
| 射线检测 | 各种体积型缺陷 | <250mm | 随制件密度、厚度及化学成分的变化而变化 |
| 声发射检测 | 活动缺陷 | 一般可达制件厚度 | 各种加载后有声发射现象的制件 |
| 红外检测 | 各种体积型、面积型缺陷 | <3mm | 金属材料 and 复合材料 |
| 光全息检测 | 各种体积型、面积型缺陷 | <3mm | 表面光学性质 |
| 微波检测 | 各种体积型、面积型缺陷 | <3mm | 能透入微波 |

13.2 超声波探伤

当超声波入射到有缺陷的物体内部时，由于缺陷部位的物性发生突变，使入射波在该部位受到反射和吸收，通过检测反射波或透射波，即可确定缺陷的位置和大小。由于超声波探伤为非破坏性探伤，而且能准确检测出物体内的缺陷部位和大小，使用方便、安全，现已成为制件探伤的重要手段。

超声波探伤所用超声波种类主要有纵波、横波、表面波和兰姆波，其中纵波应用最广。按超声波探头（换能器）与被测制件的耦合方式，可将超声波探伤分为接触法、液浸法和电磁耦合法；按探伤原理又可分为反射法和透射法。应根据实际需要和条件，选取相应的超声波探伤方法。

13.3 涡流探伤

当被检测导电制件放在通有交变电流的激励线圈中或其附近时（见图 4.11-19），进入制件的交变磁场可在制件中感生出与激励磁场相垂直、呈旋涡状流动的电流即涡流。由于涡流的大小既取决于激励条件，也取决于与制件有关的参量，因此，在一些参量保持不变的情况下，通过使用磁场敏感元件检测涡流的变化情况，便可确定制件近表面是否存在

缺陷。

涡流探伤的主要优点是检测速度快，且检测是非接触式的。其主要缺点有：

- （1）只适用于导电材料。
- （2）对形状复杂制件中的缺陷难以进行检测。
- （3）由于存在趋肤效应，只能检测位于制件表面或近表面的缺陷。
- （4）对铁磁性材料检测困难。
- （5）检测结果不太直观，对缺陷的量化较困难，对多参量、敏感的检测问题，对检测输出作出的解释正确与否，往往取决于实施检测人员的业务能力。

针对上述缺点，又出现了低频涡流、多频涡流、远场涡流、脉冲涡流等多种涡流探伤的技术和方法，且在特定的工况条件下，均具有较好的应用效果。

13.4 漏磁探伤

铁磁性材料在外部磁化场的作用下被磁化，若铁磁性材料表面及近表面存在缺陷，由于缺陷处磁导率变小，磁阻增大，从而使通过该区域的磁场发生畸变，一部分磁力线泄漏出材料表面，在缺陷处形成泄漏磁场。采用磁敏元件对缺陷漏磁场进行检测，转换成电信号，对电信号进行处理，便可以得到缺陷的状况。漏磁检测在油气管道腐蚀缺陷检测、大型储罐底板腐蚀缺陷检测、钢丝绳缺陷检测等很多领域都得到了广泛应用。图 4.11-20 是油气管道腐蚀缺陷漏磁检测的原理和检测器结构。

图 4.11-21 是我国自行研制的储罐底板腐蚀缺陷漏磁检测器。该检测器的主要技术指标为：

- （1）装置通道数：36/18 个。
- （2）数据采集精度：12 位。

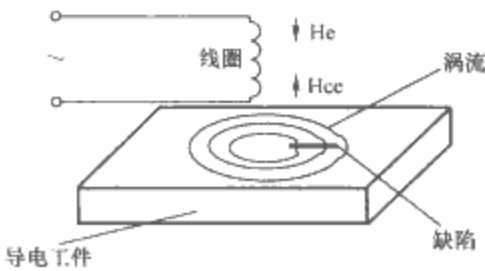


图 4.11-19 涡流检测原理图

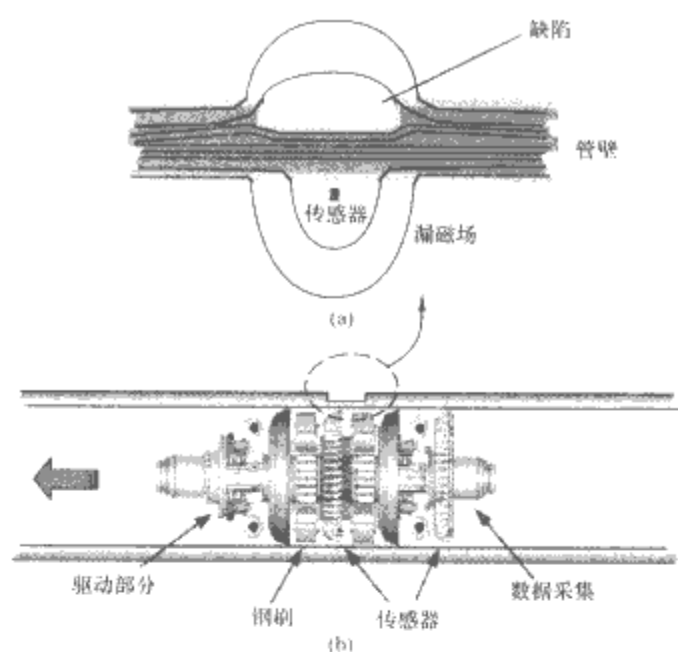


图 4.11-20 油气管道腐蚀缺陷漏磁检测
(a) 基本原理; (b) 检测器结构

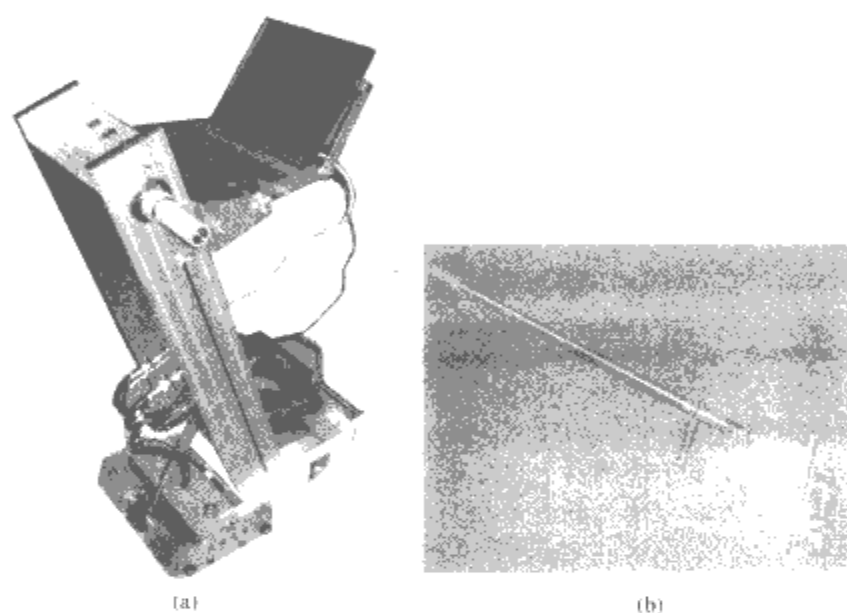


图 4.11-21 储罐底板腐蚀缺陷漏磁检测器
(a) 36 通道自动检测器; (b) 18 通道便携式边缘板检测器

- (3) 最高采样率: 1kSa/s (36 通道并行)。
- (4) 检测速度: 无级调速或 0.5m/s 恒速。
- (5) 装置质量: 36 通道装置 50kg, 18 通道装置小于 18kg。
- (6) 缺陷深度量化精度: $\pm 10\%$ 。
- (7) 最大穿透能力: 15mm 厚钢板。
- (8) 扫描宽度: 300mm/150mm。
- (9) 穿透涂层范围: 0~2mm。
- (10) 可检出最小缺陷当量: $\phi 7\text{mm} \times 0.1T$ (T 为板厚)。
- (11) 可检出最小通孔缺陷直径: $\phi 3.2\text{mm}$ 。
- (12) 采样间隔: 2mm。
- (13) 电池工作时间: 3.5h (电动机工作情况下)、8h (人工扫查)。
- (14) 定位精度: 小于 20mm (距最近底板焊缝)。

13.5 磁记忆检测技术

在地球磁场环境中, 铁磁性制件在应力和变形集中区域内, 会发生组织定向的或部分不可逆的重新取向, 这种变化在应力集中区表现为制件表面的磁场出现畸变, 这种现象被称为磁记忆效应。通过检测制件表面磁场的分布情况, 进而判断制件应力集中位置的方法叫做磁记忆检测。该方法与常

规的应力磁检测方法的主要区别在于磁记忆检测无需磁化被检测制件, 是一种被动式的检测和监测方法。另外, 该方法对被检测制件表面的质量要求宽松, 检测探头提离值最大可达 40mm, 明显拓展了它的应用领域和应用范围, 如对大量无法清洗的检测面或检测面有防腐涂层、保温层等过去无法检测的问题, 现在都可以利用它来进行有效的检测。再者, 鉴于应力集中区通常也是缺陷易发区, 所以, 磁记忆检测方法也是一种缺陷快速普查和缺陷预警的方法。

14 多传感器数据融合

多传感器数据融合是指对来自多个传感器的数据进行多级别、多方面、多层次的处理, 从而产生新的有意义的信息, 而这种新信息是从任何单一传感器所无法获得的; 是采用计算机技术对按时序获得的多个传感器的观测信息, 在一定准则下加以自动分析、优化综合, 以完成所需的决策和估计任务而进行的信息处理过程。简而言之, 多传感器信息融合, 就是将来自多个传感器或多源的信息进行综合处理, 从而产生更准确、更可靠的结论, 使系统获得比它的各个组成部分更优越的性能。

在多传感器系统中, 采用数据融合技术主要有以下优点:

(1) 增强系统的鲁棒性。由于采用数据融合技术, 减小了环境变化因素对系统性能的影响, 使系统的环境适应性增强; 当某些传感器不能正常工作时, 其他传感器仍能继续工作, 使系统的可靠性增强。

(2) 增加系统的可信度, 减小系统的信息模糊程度。用多个传感器对同一对象进行检测、判断、推理等运算, 增加了测量结果的可信程度, 降低了事件的不确定性。

(3) 扩展系统的空间覆盖能力, 改善系统的检测能力。由于传感器在空间的交叠, 与同类的单一传感器相比, 扩展了空间覆盖范围, 提高了系统的发现概率。

(4) 增加系统的空间分辨力, 提高系统的定位精度。例如超声相控阵探头就是利用超声探头阵列即多个超声探头来获得高空间分辨力和高缺陷定位精度的。

数据融合有很多分类方法, 按融合方法分类, 可分为统计方法、人工智能方法等; 按信号处理的域分类, 可分为时域、空域、频域等; 按融合层次高低分类, 可分为低级、中级和高级。

数据融合所采用的主要技术有经典推理和统计方法、贝叶斯推理技术、模糊集理论、聚类分析、熵法、品质因素技术、专家系统、人工智能、分布式和并行处理技术。在电子技术、信号处理技术、计算机技术以及计算数学等快速发展的情况下, 人工智能和分布式并行处理技术的应用日益广泛。

本章的 13.4 介绍的油气管道腐蚀缺陷漏磁检测高清晰度检测器就采用了多传感器数据融合技术, 检测器检测数据包括磁数据和非磁数据两种, 其中磁数据包括 400 个主探头和 40 个用于区分内外壁缺陷的 IIXOD 探头测得的磁数据, 且检测器每前进 1m 采集磁数据 300 次; 非磁数据包括检测器行进距离、当前时间、三轴加速度、轴向速度和温度等, 非磁数据每 0.1m 采集一次。在检测器一次运行完毕后, 将电子包中记录好的数据以文件的形式转存到计算机硬盘上 (见图 4.11-22), 然后采用专家系统分析检测文件数据, 最终给出油气管道腐蚀情况检测报告 (见图 4.11-23)。由于采用了沿管道周向布置的多达 400 个缺陷检测探头, 通过融合这些探头检测的磁数据, 可获得比中低清晰度检测器更高的

缺陷空间位置分辨力和缺陷量化精度。而且,检测器速度、管道内温度等非磁检测数据,可用来修正因检测器运动在管壁中引起的涡流影响和对管道磁特性的影响,使对缺陷的量化更为准确。

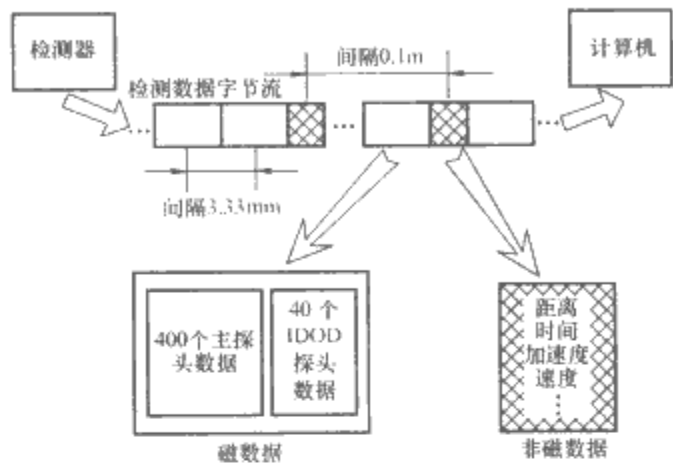


图 4.11-22 采用标志位分隔的字节流检测数据文件

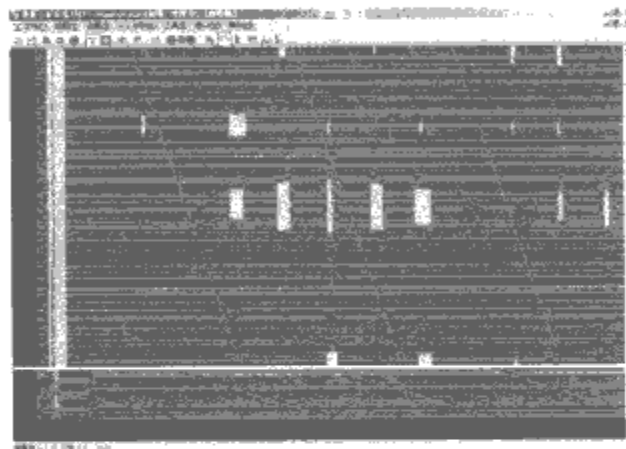


图 4.11-23 检测器数据分析结果

15 智能传感器和网络传感器

15.1 智能传感器

智能传感器是因带有微处理器从而兼有检测、判断、信息处理、信息记忆、逻辑思维等功能的传感器。智能传感器不仅能检测出温度、压力、速度等物理量或化学量,而且还可以对这些量作进一步的处理,以把这些量所反映出的高级信息转换成电信号并加以输出。智能传感器主要由基本传感器、微处理器及相关功能电路等组成,其原理结构框图如图 4.11-24 所示。

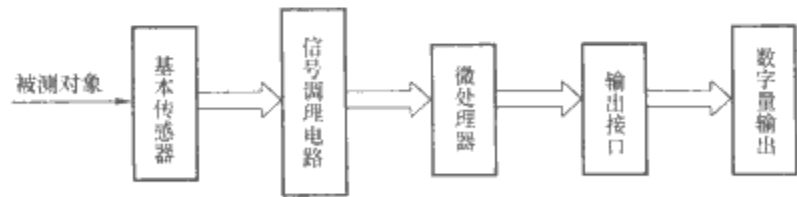


图 4.11-24 智能传感器的原理结构框图

智能传感器扩展了传感器的功能,并使传感器的抗干扰能力加强,准确度和可靠性得到提高。它具有以下主要特点:

- (1) 具有逻辑思维、判断及信息处理功能,可对检测数据进行分析、修正和误差补偿,从而提高了测量准确度。
- (2) 具有自诊断、自校准功能,提高了可靠性。
- (3) 具有组态功能,可以实现多传感器对多参数的复合测量,扩大了检测范围。
- (4) 检测数据可以被随时存取。

- (5) 数据通信接口能与计算机直接相连,相互及时交换数据信息。
- (6) 具有自适应能力。

15.2 网络传感器

15.2.1 网络传感器的定义和特点

网络传感器是包含基本传感器、模数转换单元、微处理器和网络接口的新一代智能传感器。模数转换单元把基本传感器获得的被测模拟量转换成数字量,再送至微处理器进行分析处理,处理后的测量结果经网络接口传输给网络,从而可实现多个网络传感器之间、网络传感器与网络化执行器之间、网络传感器与网络化系统之间的数据交换和资源共享。

最初的网络传感器大多是基于不同的现场总线的,故由于各种现场总线的协议、格式互不相同,彼此互不兼容,只适用于各自的应用领域,结果致使最初的网络传感器的应用范围受到局限。基于 TCP/IP 协议的互联网技术与其他许多高新技术的有机结合,为测量和传感器技术的发展注入了新的活力。把 TCP/IP 协议作为一种嵌入式的应用,嵌入到测量现场的传感器当中,使信号的收、发均以 TCP/IP 方式进行,传感器成为了网络中的独立功能节点,测控信息可跨越网络传输所及的任何地方、任何领域,使实时、动态、远程在线测量成为可能。

15.2.2 传感器接入互联网的典型方式

- (1) 基本传感器+单片机+10M/100M 网卡。传感器测取到的信号先输入单片机,再经网卡的 PCI 接口被传入网卡,最后,通过网卡上的 RJ45 网口送上互联网。这种传感器接入互联网的优点是接口简单,开发容易,成本较低;缺点为体积较大,使用困难。
- (2) 基本传感器+单片机+专用网络通信芯片+接口电路。载有测得信息的单片机直接与专用网络通信芯片连接,并通过对该芯片的编程实现与互联网的连接。对这种传感器接入互联网的方式而言,基本传感器以外的所谓网络接口装置部分的体积可以做得很小,成本也不高;但需要开发者具有较好的硬件开发和软件编程能力,开发周期较长,开发难度较大。
- (3) 利用现成的网络协议转换器。例如,RS-232、RS-485 协议与 TCP/IP 协议间的网络转换器,就能够将带 RS-232 或 RS-485 接口的传感器直接接入互联网。这种传感器接入互联网的方式能充分利用已有设备,投入少,安装也简便;但只能完成低速数据信息的传输,无法充分发挥互联网的强大功能。

16 微传感器及其测量应用

微传感器是采用微电子和微机械加工技术制造出来的新型传感器。与传统的传感器相比,它具有体积小、质量轻、成本低、功耗低、可靠性高、适于批量生产、易于集成和实现智能化等特点。同时,在微米量级的特征尺寸,它可以完成某些传统机械传感器所不能实现的功能。以下简要介绍微机械传感器特别是微机械谐振式传感器的类型和工作原理。

16.1 微机械压力传感器

微机械压力传感器是最早开始研制的微机械产品,也是微机械技术中最成熟、最早开始产业化的产品。从信号检测方式看,微机械压力传感器分为压阻式和电容式两类,分别以体微机械加工技术和牺牲层技术为基础制造。从敏感膜结构看,有圆形、方形、矩形、E 形等多种结构。目前,压阻

式压力传感器的精度可达 0.05%~0.01%，年稳定性达 0.1%/F.S.，温度误差为 0.000 2%，耐压可达几百兆帕，过电压保护范围可达传感器量程的 20 倍以上，并能进行大范围下的全温补偿。现阶段，微机械压力传感器的主要发展方向有以下几个方面：

- (1) 将敏感元件与信号处理、校准、补偿、微控制器等进行单片集成，研制智能化的压力传感器。
- (2) 进一步提高灵敏度，实现低量程的微压力传感器。
- (3) 提高工作温度，研制高低温压力传感器。压阻式压力传感器由于受 PN 结耐温限制，只能用于 120℃ 以下的工作温度。然而在许多领域，迫切需要能够在高低温下均能正常工作的压力传感器，例如测量锅炉、管道、高温容器内的压力，井下压力和各种发动机腔体内的压力等。
- (4) 开发谐振式压力传感器。微机械谐振式压力传感器除了具有普通微传感器的优点外，还具有准数字信号输出、抗干扰能力强、分辨力和测量准确度高等优点。硅微谐振式传感器的激励/检测方式有电磁激励/电磁拾振、静电激励/电容拾振、逆压电激励/压电拾振、电热激励/压敏电阻拾振和光热激励/光信号拾振等。其中，基于电热激励/压敏电阻拾振的微谐振原理制成的压力传感器价格低廉，与工业 IC 技术兼容，可将敏感元件和信号调理电路集成在同一块芯片上，具有很好的应用前景。

16.2 微加速度传感器

硅微加速度传感器是继微压力传感器之后第二个进入市场的微机械传感器。其主要类型有压阻式、电容式、力平衡式和谐振式。其中最具有吸引力的是力平衡加速度计，其构成包括质量块、检测电容、力平衡执行器和信号处理电路等 4 部分，被集成制作在 3mm×3mm 的硅片上，其中机械部分采用表面微机械工艺制作，电路部分采用 BiCMOSIC 技术制作。图 4.11-25 和图 4.11-26 给出了两种力平衡加速度计。

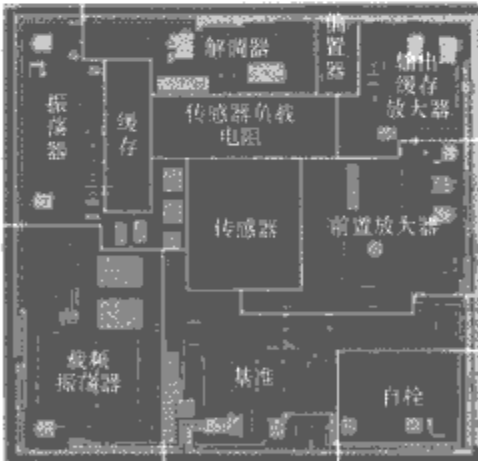


图 4.11-25 美国 AD 公司生产的力平衡加速度计

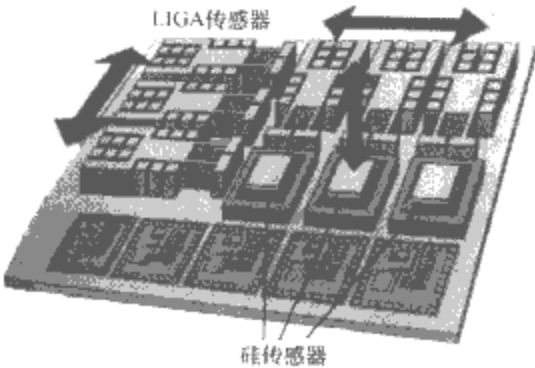


图 4.11-26 采用光刻、电铸和注塑工艺制造的三维力平衡加速度计

16.3 微机械陀螺

角速度一般是用陀螺仪测量的。传统的陀螺仪是利用高速转动的物体具有保持其角动量的特性来测量角速度的。这种陀螺仪的准确度很高，但它的结构复杂，使用寿命短，成本高，一般仅用于导航，而难以在一般运动控制系统中应用。实际上，如果不是受成本限制，角速度传感器在诸如汽车牵引控制系统、摄像机稳定系统、医用仪器、军事仪器、运动机械、计算机惯性鼠标等领域有广泛的应用空间。目前常见的微机械角速度传感器有双平衡环结构、悬臂梁结构、音叉结构、振动环结构等。但目前实现的微机械陀螺的准确度还不到 10°/h，距惯性导航系统所需要的 0.1°/h 相差尚远。图 4.11-27 和图 4.11-28 给出的是两种用于实际测量的微机械陀螺。

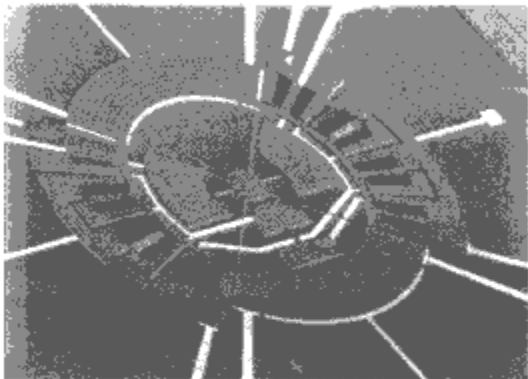


图 4.11-27 对平板电容检测的微振动陀螺

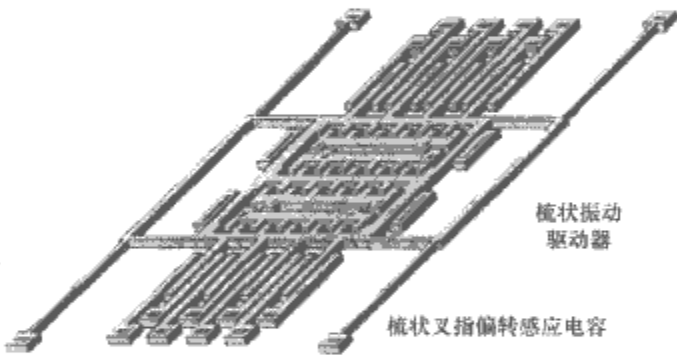


图 4.11-28 对叉指电容检测的 Z 轴角速度微陀螺仪

16.4 微流量传感器

微流量传感器不仅外形尺寸小，能达到很低的测量量级，而且死区容量小，响应时间短，适于对微流体的精密测量和控制。依据工作原理，目前国内外已有的微流量传感器可分为热式（包括热传导式和热飞行时间式）、机械式和谐振式 3 种。清华大学精密仪器系设计的阀片式微流量传感器，可通过阀片将流量转换为梁表面的弯曲应力，再由集成在阀片上的压敏电桥检测出流量信号。该传感器的芯片尺寸为 3.5mm×3.5mm，在 10~200ml/min 的气体流量下，其线性度优于 5%。图 4.11-29 是基于黏滞力的机械式微型流量传感器。

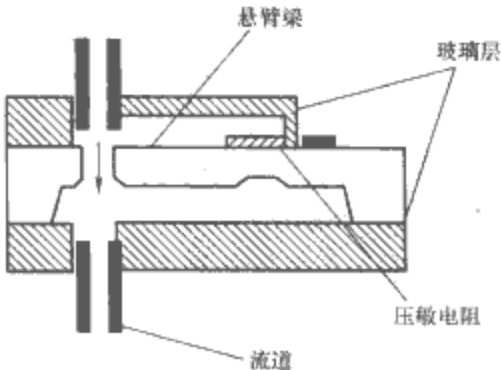


图 4.11-29 基于黏滞力的机械式微型流量传感器

16.5 微型磁强计

微型磁强计是利用微机械电子系统（简称微机电系统）技术制作的，把磁场强度和方向信号转换为电信号输出的器件。按工作原理，微型磁强计可分为电磁效应式和机械式两类。

16.5.1 微型磁通门式磁强计

磁通门式磁强计由一对绕向相反的激励线圈和检测线圈及相应的磁心等组成，其中的磁心工作在饱和状态。当被测磁场为零时，在激励线圈通入正弦交变电流，由于两个磁心上的线圈绕向相反，两个磁心中的磁通大小相等、方向相反，因此，在测量线圈中无电压产生。当被测磁场不为零时，磁场叠加的结果使两个磁心中磁场的对称性遭到破坏，在测量线圈中便产生感应电动势。微型磁通门式磁强计的一个实例，是德国1995年研制的利用CMOS工艺制作线圈形成的微型磁通门式磁强计，其外形尺寸为 $3\text{mm} \times 1\text{mm} \times 1\mu\text{m}$ ，灵敏度达 $9.2\text{mV}/\mu\text{T}$ 。图4.11-30为微型磁通门式磁强计原理结构。

16.5.2 机械式微型磁强计

布有线圈或永磁体的微梁在磁场中受力会发生变形或运动，通过测量该变形或运动，可获取所需的被测对象信息。测量相应变形或运动的方式有压阻式、电容式和隧道效应式等。1997年，美国人在二氧化硅梁上支撑一个线圈，并给该线圈通交变电流，结果，线圈在洛伦兹力的作用下使二氧化硅梁发生振动，利用压敏电阻，可测量其振幅。图4.11-31中提供了这种机械式微型磁强计的原理结构。

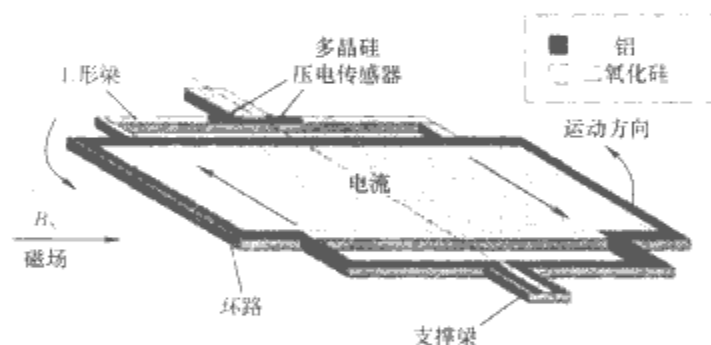


图 4.11-31 机械式微型磁强计

16.6 微气敏传感器

根据制作材料的不同，微气敏传感器分为硅基气敏传感器和硅微气敏传感器。其中，前者以硅为衬底，敏感层为非硅材料，是当前微气敏传感器技术发展的主流。微气体传感器可满足对气敏传感器集成化、智能化、多功能化等要求。例如，许多气敏传感器的敏感性能与工作温度密切相关，因而要同时制作加热元件和温度探测元件，以监测和控制温度。微机电系统技术很容易将气敏元件和温度探测元件制作在一起，以确保气体传感器性能的正常发挥。

谐振式气敏传感器不需要对器件进行加热，且输出信号为频率量，是硅微气敏传感器发展的重要方向之一。北京大学研制出的一种微结构气体传感器，由硅梁、激振元件、测振元件和气体敏感膜组成。微梁被置于被测气体中，其表面的敏感膜吸附气体分子使梁的质量增加、梁的谐振频率降低。这样，通过测量硅梁的谐振频率，可得到气体浓度值。

日本某电子公司研制出的一种微型二氧化碳气体传感器，是基于非散射的红外双光束、双波

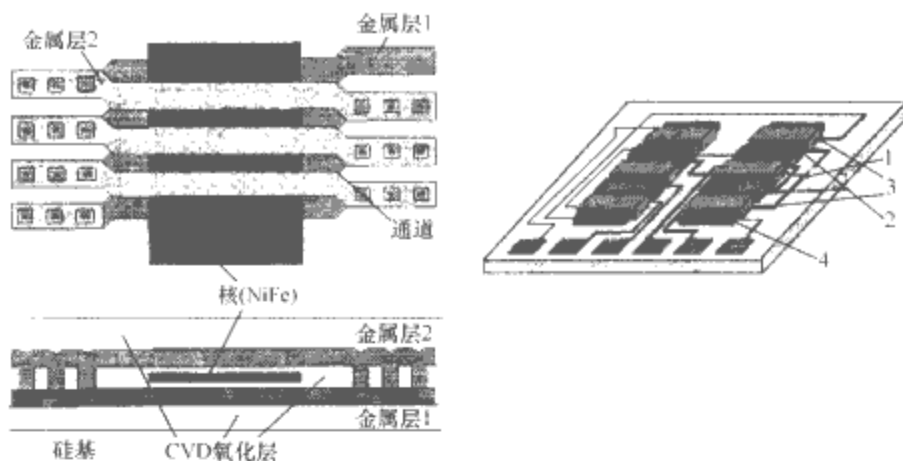


图 4.11-30 微型磁通门式磁强计原理结构

1—连接线圈；2—激励线圈；3—补偿线圈；4—磁感应核

长的测量原理而工作的，其原理结构如图4.11-32所示。它包括一个常规的小型红外光源、一个气室和一个红外探测单元。红外探测单元由两个单晶硅微型热辐射仪、一个宽带滤波器和一个可变红外滤光片构成，参考信号源可补偿因光源污染产生的测量信号衰减带来的影响。该微型二氧化碳气体传感器体积小（仅 1cm^3 ）、成本低且技术性能优越，在二氧化碳浓度为 2000×10^{-6} 的样气中，具有 20×10^{-6} 的分辨力，时间常数为3s，有望在工业、医疗和环境监测中获得更多应用。

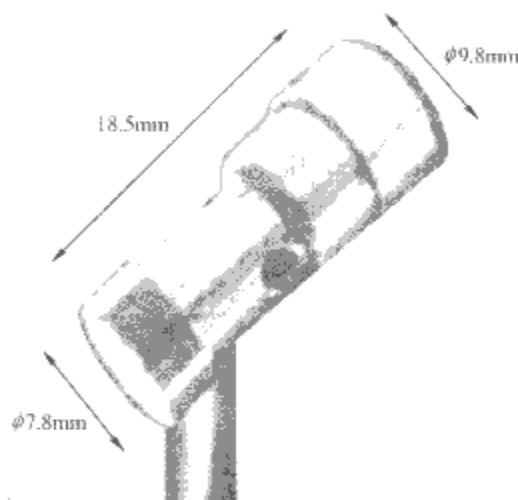


图 4.11-32 CO_2 气体传感器实物图

17 无线传感网络

无线传感网络是由一组无线传感节点构成的有线或无线网络，其目的是使无线传感节点协作地感知、采集并处理网络覆盖区域内被关注对象的信息，并发布给观测者。典型的无线传感网络由一些通过一定方式组织形成网络的自治的无线传感节点构成。每个无线传感节点由感应单元、嵌入式处理单元、短距离通信模块和能量供应模块等组成。图4.11-33给出的是几种国外研制的典型无线传感网络节点产品。

随着微机械技术和集成芯片制造技术水平的不断提高，无线传感网络节点正朝着微机电系统化、集成化、智能化的方向发展。如图4.11-34所示，基于微机电系统技术构建的智能型无线传感节点，不仅具有体积小、集成度高、稳定性好、功耗低、抗干扰能力强、适于恶劣工作环境、植入能力强、自治性好、对被测对象干扰小等优点，并能对多种类型的数据进行融合处理，使无线传感网络的应用更加灵活可靠。



图 4.11-33 无线传感网络节点产品

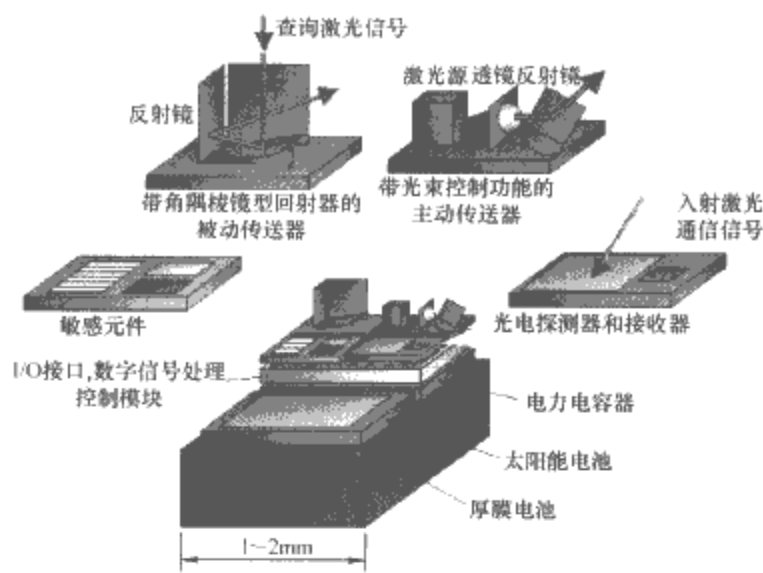


图 4.11-34 基于微机电系统技术构建的智能型无线传感节点

无线通信技术使无线传感网络安装快捷、组网高效、适应性强、机动性好；采用加密认证方式，确保了网络数据传输的安全可靠；以多跳的方式传输数据，既有利于减少能量消耗，也有助于提高系统的稳定性。

无线传感网络通常包含大量无线传感节点，部署时常采用随机投放的方式；在任意时刻，无线传感网络节点间通过无线方式实现通信，可自行组织网络的拓扑结构；其各节点间具有很强的协作能力，即从整体行为角度看，无线传感网络是“智能”的。同时，由于无线传感网络具有分布协作性和对等性测量的特点，其测量准确度高，测量范围广，且操作灵活，具有良好的应用前景。

多跳方式是无线传感网络传输数据的重要方式之一。以多跳方式进行传输，无线传感节点可避免长距离数据传输，从而能降低网络能耗，提高网络资源利用率，缓解无线传感网络能耗受限制的压力。

参 考 文 献

- [1] 机械工程手册、电机工程手册编辑委员会. 电机工程手册: 基础卷(二). 2版. 北京: 机械工业出版社, 1996.
- [2] 《中国电力百科全书》(第二版)编辑委员会. 中国电力百科全书: 电工技术基础卷. 2版. 北京: 中国电力出版社, 2001.
- [3] 唐统一, 赵伟. 电测与仪表技术的回顾与展望. 电测与仪表, 2000(1): 5-9, 43.
- [4] 唐统一, 赵伟. 电磁测量. 北京: 清华大学出版社, 1997.
- [5] 李宝树. 电磁测量技术. 北京: 中国电力出版社, 2007.
- [6] 冯占岭. 数字电压表及数字多用表检测技术. 北京: 中国计量出版社, 2003.
- [7] 顾洪涛, 钱国柱. 特殊电量的测量. 北京: 中国电力出版社, 2000.
- [8] 刘国林, 殷贯西, 钟伯成, 等. 电子测量. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [9] 吴竟昌. 供电系统谐波. 北京: 中国电力出版社, 1998.
- [10] 孙树勤. 电压波动与闪变. 北京: 中国电力出版社, 1999.
- [11] 程浩忠, 艾芊, 张志刚, 等. 电能质量. 北京: 清华大学出版社, 2006.
- [12] 赵伟, 吕鸿莉, 郭蕴蛟. 电子式电能表及其在现代用电管理系统中的应用. 北京: 中国电力出版社, 1999.
- [13] 陈向群. 电能计量技能考核培训教材. 北京: 中国电力出版社, 2003.
- [14] 常飞, 赵伟. 不断发展的自动抄表技术. 电测与仪表, 2004(5): 3-6.
- [15] 李长胜, 崔翔, 李宝树, 等. 光纤电压传感器研究综述. 高电压技术, 2000(2): 40-43.
- [16] 张毅, 张宝芬, 曹丽, 等. 自动检测技术及仪表控制系统. 2版. 北京: 化学工业出版社, 2005.
- [17] 凌志浩. 智能仪器原理与设计技术. 上海: 华东理工大学出版社, 2003.
- [18] 程德福, 林君. 智能仪器. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [19] 孙宏军, 张涛, 王超. 智能仪器仪表. 北京: 清华大学出版社, 2007.
- [20] 朱欣华, 姚天忠, 邹丽新. 智能仪器原理与设计. 北京: 中国计量出版社, 2002.
- [21] 秦树人. 虚拟仪器. 北京: 中国计量出版社, 2004.
- [22] 周航慈, 朱兆优, 李跃忠. 智能仪器原理与设计. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2005.
- [23] 方彦军, 孙健. 智能仪器技术及其应用. 北京: 化学工业出版社, 2004.
- [24] 侯国屏, 王坤, 叶齐鑫. LabVIEW7.1 编程与虚拟仪器设计. 北京: 清华大学出版社, 2005.
- [25] 曹玲芝. 现代测试技术及虚拟仪器. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2004.
- [26] 陈长龄, 田书林, 师奕兵, 等. 自动测试及接口技术. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [27] 王坤, 侯国屏, 赵伟. 可编程仪器控制规范和关键技术(之三). 电测与仪表, 2004(4): 12-14, 48.
- [28] 李行善, 左毅, 孙杰. 自动测试系统集成技术. 北京: 电子工业出版社, 2004.
- [29] 孙传友, 孙晓斌, 汉泽西, 等. 测控系统原理与设计. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2002.
- [30] 李华. USB 仪器将成测量仪器主流. 国外电子测量技术, 2005(10): 1-5.
- [31] 高明. 解读推出 LXI 的思路和 LXI 的特点. 国外电子测量技术, 2005(9): 1-3.
- [32] 李华. 开放和灵活的新一代仪器接口标准 LXI. 国外电子测量技术, 2006(1): 1-4.
- [33] 杨庆柏, 王存旭. OPC 技术及其应用方向. 世界仪表与自动化, 2003(6): 30-31.
- [34] 赵伟, 张小牛, 孟浩文. 网络化——测量技术与仪器发展的新趋势. 电测与仪表, 2000(7): 5-9.
- [35] 赵伟, 郝剑, 张小牛. 试论“网络就是仪器”新概念. 电工电能新技术, 2001(2): 47-51.
- [36] 顾洪军, 傅冬青, 张铎, 等. 工业企业网与现场总线技术及应用. 北京: 人民邮电出版社, 2002.
- [37] 陈国顺, 宋新民, 马峻. 网络化测控技术. 北京: 电子工业出版社, 2006.
- [38] 王跃宣, 吴澄, 倪晚成. 设备网络服务链共享技术与方法研究. 华中科技大学学报(自然科学版), 2005(12): 15-17.
- [39] 沈沉, 王继业. 网络技术及其在电力系统中的应用. 中国电力, 2004(5): 77-80.
- [40] 张英, 杨育, 谢秋, 等. 分布式机电仪器网络共享支持系统研究及应用. 计算机集成制造系统, 2006(1): 154-160.
- [41] 李家伟, 陈积懋. 无损检测手册. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [42] 沈功田, 李光海, 景为科, 等. 埋地管道泄漏监测检测技术. 无损检测, 2006(5): 261-265.
- [43] 王大珩. 现代仪器仪表技术与设计. 北京: 科学出版社, 2002.
- [44] 周杏鹏, 仇国富, 王寿荣, 等. 现代检测技术. 北京: 高等教育出版社, 2004.
- [45] 滕召胜, 罗隆福, 童调生. 智能检测系统与数据融合. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [46] 杨万海. 多传感器数据融合及其应用. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2004.

第5篇 电工材料基础

主编单位：哈尔滨理工大学

同济大学

西安交通大学

主 编：雷清泉 张冶文 李盛涛

编写人员（以章节顺序排列）：

蒋洪川(电子科技大学)

李盛涛(西安交通大学)

王友功(西安交通大学)

张冶文(同济大学)

江 键(中国人民解放军第二军医大学)

雷清泉(哈尔滨理工大学)

张沛红(哈尔滨理工大学)

魏晓勇(西安交通大学)

第1章 磁性材料

1 物质磁性基础

1.1 物质磁现象及基本磁参量

实验表明,任何物质在外磁场中都能够或多或少地被磁化,只是磁化的程度不同。根据物质在外磁场中表现出的特性,物质可粗略地分为三类,即顺磁性物质、抗磁性物质、铁磁性物质。

与磁性有关的常用物理量(基本磁参量)如下:

(1) 磁场强度 H : 指空间某处磁场的大小,用 H 表示,它的单位是安/米 (A/m)。

(2) 磁化强度 M : 指物质内部单位体积的磁矩矢量和,用 M 表示,单位是安/米 (A/m)。

(3) 磁感应强度 B : 磁性物质在外磁场作用下,其内部原子磁矩的有序排列还将产生一个附加磁场。在物质内部,外加磁场与附加磁场之和称磁感应强度,以 B 表示。在真空中,磁感应强度 B 与磁场强度 H 间的关系为 $B = \mu_0 H$ 。在物质内部, $B = \mu_0 (H + M)$, 其中 H 和 M 分别是磁场强度和磁化强度,而 μ_0 是一个系数,叫做真空导磁率。磁感应强度又称磁通密度,单位是特斯拉 (T)。在均匀的磁性物质中,上式的矢量和可改成代数和为 $B = \mu_0 (H + M)$ 。

(4) 导磁率 μ : 导磁率的定义是 $\mu = B / H$, 是磁化曲线上任意一点处 B 和 H 的比值。导磁率实际上代表了物质被磁化的容易程度,或者说是物质对外部磁场的灵敏程度。 μ_0 为真空磁导率; μ 为绝对磁导率,单位为 H/m, μ_r 为相对磁导率 $\mu_r = \mu / \mu_0$ 。根据不同的物质与不同的测量频率,导磁率可能是复数或张量。

(5) 磁化率 χ : 将物质置于外加磁场 H 中,物质就会磁化,其磁化强度 M 与磁场强度 H 的关系可写为 $M = \chi H$, 其中 χ 称为磁化率,磁化率与磁导率的关系为 $\chi = \mu_r - 1$ 。被磁化了的物质就称为磁性物质。不同的物质在磁场中表现出不同的磁化特性,其根本原因在于原子的电子结构。因此,从实用的观点来看,可以根据物质的磁化率大小和符号来划分磁性物质的种类——抗磁性、顺磁性和铁磁性等。

除外还有一些其他的磁学量,我们在后面再作介绍。

1.2 物质磁性的分类

1.2.1 抗磁性和顺磁性

1.2.1.1 抗磁性

有些物质在受到外加磁场 H 的作用后,其感生的磁化强度 M 与 H 的方向相反,即磁化率 $\chi_d < 0$, 这种磁性称为抗磁性。抗磁性是由于在外磁场作用下,原子内的电子轨道绕场方向运动,获得附加的角速度和微观环形电流,从而产生与外磁场方向相反的感生磁矩。原子磁矩叠加的结果使宏观物质产生与外场方向相反的磁矩。惰性气体的磁性是典型的抗磁性,任何原子如电离至与惰性气体相同的电子壳层,都将是抗磁性的,此外,许多有机化合物、部分金属(如 Bi、Zn、Ag、Mg 等)和非金属(如 S、P、Si 等)也是抗磁性的。值得特别指出的是,抗磁性磁化率 χ_d 的绝对值很

小(一般在 10^{-5} 数量级)。

1.2.1.2 顺磁性

有些物质在受到外加磁场 H 的作用后,其感生的磁化强度 M 与 H 的方向相同,其磁化率 $\chi_p > 0$, 但数值很小(室温下 χ_p 为 $10^{-5} \sim 10^{-2}$ 数量级),仅呈现微弱磁性,这种磁性称为顺磁性。组成这类物质的原子具有恒定的与外磁场无关的磁矩。当 $H = 0$ 时,由于热骚动能的作用,原子磁矩混乱取向,对外不显示宏观磁性,只有在引入和加大 H 时,磁化强度 M 才开始产生并逐渐增大。顺磁性物质的磁化率 χ_p 与温度 T 之间符合居里定律,即

$$\chi_p = \frac{C}{T} \quad (5.1-1)$$

式中: C 为居里常数; T 为热力学温度。

然而只有少数几种顺磁性物质(如 O_2 、 NO) 准确符合这个定律,大多数顺磁性物质遵守更为复杂的居里-外斯定律,即

$$\chi_p = \frac{C}{T - T_p} \quad (5.1-2)$$

式中: T_p 为临界温度,又称顺磁居里温度。

顺磁性起因于原子或分子磁矩,在外加磁场作用下趋于沿外场方向排列,使磁矩沿外场方向产生一定强度的附加磁场。顺磁性是一种弱磁性。顺磁性物质多用于磁量子放大器和光量子放大器,在工程上的应用极少。某些铁族金属(如 Sc、Ti、Ba、Cr),某些稀土金属(如 La、Ce、Pr、Nd、Sm),某些过渡元素的化合物(如 $MnSO_4 \cdot 4H_2O$),金属 Pa、Pt、Sn 以及某些气体(如 O_2 、 NO 、 NO_2) 等都是顺磁性物质。

1.2.2 铁磁性、反铁磁性和亚铁磁性

1.2.2.1 铁磁性

有一类物质在一定温度下,只要很小的外加磁场作用就能被磁化到饱和,其磁化率 $\chi > 0$, 且数值为 $10^1 \sim 10^6$ 数量级,磁化强度 M 与磁场强度 H 之间的关系是非线性的复杂函数关系,反复磁化时出现磁滞现象,这种磁性称为铁磁性。这类物质内部的原子磁矩来源于电子自旋磁矩和轨道磁矩的合成,而原子核的磁矩则非常小,可忽略不计。因此当核外电子壳层完全填满电子时,电子本身具有的磁矩必然互相抵消,只有未填满电子的壳层上才有未成对的电子磁矩对原子磁矩作出贡献,这种未填满电子的壳层称为磁性电子壳层。铁磁性物质内部由于交换相互作用使得原子磁矩自发平行排列,这种现象称为自发磁化。它按区域分布,各个自发磁化的小区域称为磁畴,各磁畴之间的自发磁化方向不一致,物质在宏观上不表现出磁性,而当存在外加磁场 H 时,铁磁性物质由于存在自发磁化而表现出较大的磁化率 χ , 只有在温度高于临界温度 T_c 时,这种排列才被破坏,铁磁性转变为顺磁性,其磁化率 χ 与温度 T 之间满足式 (5.1-2)。铁磁性与顺磁性的根本区别在于铁磁性物质内存在自发磁化,而顺磁性物质内则无此现象。

具有铁磁性的元素不多,只有 Fe、Co、Ni、Gd 等几种;但具有铁磁性的合金和化合物却种类繁多:如铁硅合金,少数铁族元素化合物 (CrO_2 、 $CrBr$),少数稀土元素化

合物 (EuO、GdC) 等都属于铁磁性物质。

1.2.2.2 反铁磁性

另外有一类物质, 当温度达到某个临界值 T_N 以上时, 磁化率与温度的关系遵守居里—外斯定律式 (5.1-2), 但 T_P 常小于零。当 $T < T_N$ 时, 磁化率不是继续增大, 而是减小, 并逐渐趋于定值, 因此这类物质的磁化率在温度等于 T_N 时出现极大值, 这种磁性称为反铁磁性。反铁磁性物质内部离子之间同样存在交换相互作用, 只是不同次晶格的离子磁矩反平行排列, 且大小相等, 其宏观磁性等于零, 因而它属于弱磁性范畴。其临界温度 T_N 称奈耳 (Neel) 温度。属于反铁磁性的物质有过渡族元素的盐类及化合物, 如 MnO 、 Cr_2O_3 、 CoO 和 $ZnFeO_4$ 等, 反铁磁性物质只有在很强的外加磁场作用下才呈现出微弱磁性。

1.2.2.3 亚铁磁性

反铁磁性物质中的次晶格磁矩是相互抵消的, 次晶格磁矩虽然反平行排列, 但大小不同, 从而出现未被抵消的净磁矩, 其宏观磁性与铁磁性相同, 这类磁性称为亚铁磁性, 其磁化率的大小较铁磁性稍低一些, 约为 $10^0 \sim 10^4$ 数量级, 铁氧体就是典型的亚铁磁性物质。这类物质中的金属离子通过氧离子实现交换相互作用, 奈耳将其称为超交换相互作用, 这种相互作用导致亚铁磁性物质内部出现与铁磁性物质相同的自发磁化和磁畴。常见的铁氧体材料有:

- (1) 尖晶石型铁氧体, 如 Fe_3O_4 、 $NiFe_2O_4$ 等。
- (2) 磁铅石型铁氧体, 如 $BaFe_{12}O_{19}$ 、 $SrFe_{12}O_{19}$ 等。
- (3) 石榴石型铁氧体, 如 $Y_3Fe_5O_{12}$ 、 $Sm_3Fe_5O_{12}$ 等。
- (4) 钙钛石型铁氧体, 如 $LaFeO_3$ 。

通常将顺磁性与反铁磁性物质划分在弱磁性物质范围; 铁磁性和亚铁磁性属于强磁性, 电子材料中的磁性物质, 就是指具有这两种强磁性的物质。图 5.1-1 是磁性物质内部原子磁矩的各种排列方式。关于物质磁性的微观理论可参阅第 3 节。

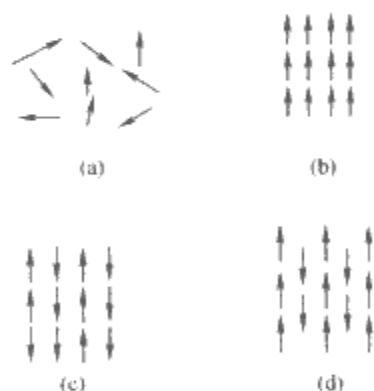


图 5.1-1 物质内部原子磁矩的排列

- (a) 顺磁性; (b) 铁磁性;
(c) 反铁磁性; (d) 亚铁磁性

除了上面介绍的四种磁性物质外, 20 世纪下半叶以后, 随着对稀土磁性材料和非晶磁性材料的研究, 还发现有些磁性物质中固有磁矩的排列具有非共线型的螺旋型磁结构和散磁性磁结构。

1.3 磁性物质的基本现象

1.3.1 磁化特性

某些原子的核外电子的自旋磁矩不能抵消, 从而产生剩余的磁矩。在外磁场作用下, 它们将按照磁场方向排列称为磁化。不同磁性物质的磁化曲线如图 5.1-2 所示。

由图 5.1-2 可见铁磁物质的磁化强度比其他磁性物质要高, 与磁场的关系也比较复杂, 在磁场较强时会达到饱和。亚铁磁性材料的磁化强度较铁磁材料要小外与磁场关系和铁磁物质比较类似。

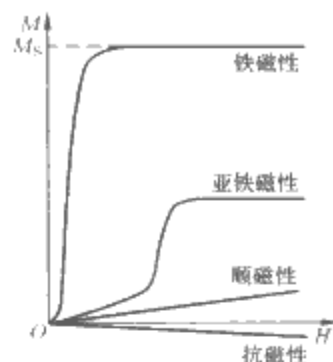


图 5.1-2 各种磁性物质的磁化曲线

顺磁物质比以上两种磁性物质的磁化强度要小, 但是与磁场有较好的线性关系。

1.3.2 磁畴

虽然强磁性物质内部存在自发磁化, 但并非物质中所有的原子都沿一个方向排列整齐, 有明显磁性。事实上, 强磁性物质绝大多数在自然状态并不表现出磁性, 这是因为这些材料具有磁畴结构, 使得它们在没有磁化前不显示磁性。

所谓磁畴, 是指磁性物质内部的一个个小区域, 每个区域内部包含大量原子, 这些原子的磁矩都像一个个小磁铁那样整齐排列, 但相邻的不同区域之间原子磁矩排列的方向不同, 各个磁畴之间的交界面称为磁畴壁。宏观磁性物质一般总是具有很多磁畴, 这样, 磁畴的磁矩方向各不相同, 结果相互抵消, 矢量和为零, 整个物体的磁矩为零, 就不呈现磁性。

1.3.3 磁化率与温度关系

对于所有的强磁性物质来说, 并不是在任何温度下都具有磁性。一般, 强磁性物质具有一个临界温度 T_c 称居里温度。在这个温度以上, 由于高温下原子的剧烈热运动, 原子磁矩的排列是混乱无序的, 自发磁化消失铁磁性转变为顺磁性。在此温度以下, 原子磁矩排列整齐, 产生自发磁化, 物质呈现铁磁性。研究中发现, 当温度通过居里点时, 磁性物质的某些物理量出现反常行为, 如比热和热膨胀系数发生突变, 电阻的温度系数发生突变等。实际上是发生了相变。

对于亚铁磁性物质, 自发磁化消失的临界温度叫居里温度或奈尔温度。

2 磁性材料中的互作用

2.1 磁性体中的能量

铁磁材料 (下简称铁磁体) 在居里温度 (也有文献称居里点) 以下存在自发磁化, 这与其中存在磁畴有关。铁磁性物质中磁畴的形成和具体的磁畴结构都与铁磁体内存在的相互作用能量有关。从热力学角度看, 铁磁体的磁畴结构以及磁化过程中的磁化曲线等都代表铁磁体的平衡状态。铁磁材料中磁畴及其结构都是由系统的总自由能极小条件所决定的。铁磁体的总自由能可表示为

$$F = U - TS \quad (5.1-3)$$

式中: U 为铁磁体的内能; T 为热力学温度; S 为熵。当温度远低于居里温度时, 磁矩作有序排列, 缺陷也较少, S 值及其变化都不大, 故近似有

$$F = U \quad (5.1-4)$$

在此条件下, 自由能与内能相等。磁性体中共有五种主要的相互作用能 (内能) 与磁畴和磁化过程有关。

- (1) 交换能 (F_{ex}): 电子自旋间的交换相互作用产生的

能量，它是产生铁磁性的主要来源。

(2) 磁晶各向异性能 (F_k)：是晶体场^①与轨道电子作用、电子的轨道磁矩和自旋与轨道之间的耦合作用所产生的能量。

(3) 磁弹性能 (F_e)：铁磁体内磁性与弹性相互作用而引起的磁—弹性能量 (又称磁弹性应力能，简称磁应力能)。

(4) 退磁场能 (F_d)：铁磁体被磁化后在其表面内部不均匀处将产生磁荷，这种面磁荷或体磁荷在铁磁体内所产生的磁场称退磁场。铁磁体与其自身的退磁场之间的相互作用能称退磁场能。

(5) 外磁场能 (F_H)：它是铁磁体受外磁场影响所具有的能量。

由此可见，铁磁材料的自由能 F 可表示为

$$F = F_{ex} + F_k + F_e + F_d + F_H \quad (5.1-5)$$

式中：交换能 F_{ex} 为具有静电性质量子效应的相互作用能，而其余四种则是与磁的相互作用有关的能量，代表了单位体积中铁磁体内部存在的各个元磁矩之间及其与外磁场的相互作用能。

2.2 交换作用能、外磁场能和退磁场能

2.2.1 交换作用能^②

根据量子理论交换作用是磁性材料产生自发磁化的基础，交换作用能表示为

$$F_{ex} = -\frac{2A}{\hbar^2} \sum_{i < j} \sigma_i \sigma_j \quad (5.1-6)$$

式中：A 为近邻格点电子间交换积分平均值； σ_i, σ_j 为电子的自旋角动量。

交换作用能与材料的居里温度 T_c 有密切关系，如对于自旋为 1/2 的简单立方晶格， $A = 0.54k_B T_c$ ；对于体心立方晶格则为 $A = 0.34k_B T_c$ 。

2.2.2 外磁场能

当磁性材料的磁化强度对于外磁场有不同取向时，它的磁势能称为外磁场能。对于一单位体积的均匀磁性材料，其磁化强度为 M ，在外磁场 H 下，它将会发生转动，通常假定 M 与 H 的起始角为 $\pi/2$ ，当其转动角度时，其单位体积磁性材料在外磁场 H 中的能量为

$$F_H = -\mu_0 M \cdot H \quad (5.1-7)$$

2.2.3 退磁场能

按照磁荷的观点，被磁化的闭合体将在两端产生面磁荷；如果材料内部磁化不均匀，还会产生体磁荷。这些面磁荷与体磁荷会在磁性材料内部产生磁场，其方向与磁化强度的方向相反，有减弱磁化的作用。这一磁场称退磁场。

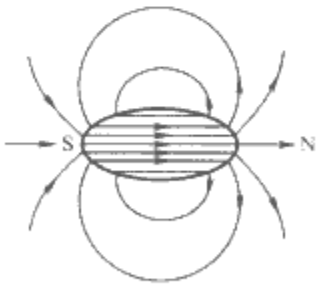


图 5.1-3 椭球形样品退磁场示意图

研究证明，只有当磁性体由均匀材料组成单相椭球样品时，它在均匀外磁场中的磁化才是均匀的。这时不存在体磁荷，面磁荷产生的退磁场也是均匀的，如图 5.1-3 所示。这时的退磁场为 H_d 可表示为

$$H_d = -NM \quad (5.1-8)$$

式中：N 为退磁因子 (退磁

因数)，与样品的几何形状和坐标的选取有关。在通常情况 N 是一个二阶张量。

退磁场是在磁化强度逐步增加的过程中建立起来的，当磁化强度由零增加到 M 时，退磁场能应表示为

$$F_d = -\mu \int_0^M H_d dM \quad (5.1-9)$$

对于由均匀材料制成的椭球材料，退磁场能可表示为

$$F_d = -\mu_0 \int_0^M NM dM = -\frac{1}{2} \mu_0 NM^2 \quad (5.1-10)$$

式中：N 为磁化方向的退磁因子。

对于非球形磁性材料，沿不同方向磁化时退磁场能大小不同。这种由形状造成退磁场能随磁化方向的变化称形状各向异性，退磁场能又称形状各向异性能。

2.3 磁晶各向异性能

2.3.1 磁性材料中的磁化曲线的各向异性

磁性单晶体中沿不同晶轴方向磁化可以得到不同的磁化曲线，这种特性称为磁晶各向异性，它是铁磁单晶的一种普遍属性，而且沿不同的晶轴方向磁化到饱和的难易程度相差甚大。图 5.1-4 是 Fe 的磁化曲线。

由图 5.1-4 可见，不同的晶向磁化曲线有明显的差别。磁化曲线的不同形状，说明铁磁晶体在磁化过程中沿不同的晶轴方向所增加的自由能不同。这种与磁化方向有关的自由能，即饱和磁化强度在铁磁材料中取不同方向而改变的能量，称为磁晶各向异性能。

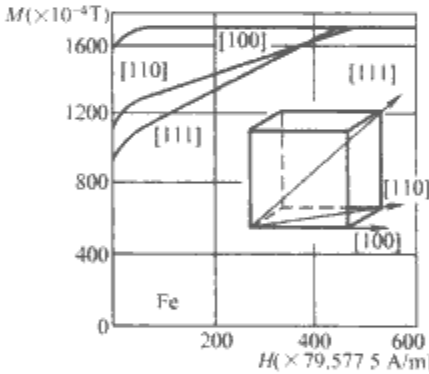


图 5.1-4 Fe 的磁化曲线

易磁化方向是能量最低的方向，所以自发磁化形成磁畴的磁矩就取这些方向，在较弱的 H 下，磁化就很强甚至饱和。在易磁化轴上，磁晶各向异性能最小， M_s 与磁畴取向最稳定。

2.3.2 磁各向异性的类型

按其物理起源机制，磁各向异性可分为：

- (1) 磁晶各向异性，这是磁性单晶体所固有的。
- (2) 磁形状各向异性，反映沿磁性材料不同方向磁化与其几何形状有关的特性，当材料是由细长微粒组成的块体或磁性薄膜，会显出很强的形状各向异性，磁性材料在不同方向上具有不同磁性能的特性。
- (3) 磁应力各向异性，反映磁体内磁化强度矢量取向与应力方向有关的特性。
- (4) 交换磁各向异性，这是在界面上发生的一种磁各向

① 在离子晶体中的磁性离子，它的电子要受到邻近离子的核库仑场及电子的作用，其平均作用的效果可等价为一个势场，称晶体场。不同晶体对称性就有不同类型的晶体场。在不同的晶体场下，电子的轨道能级具有不同的能量。

② 关于交换作用的微观机理，请参阅第 3 节。

异性,将强磁性的Co微粒表面进行微弱氧化,形成薄层CoO,由于Co是铁磁性的,而CoO是反铁磁性的,在Co与CoO界面就有交换作用,当磁场热处理后,由此引起交换各向异性。这种材料用来做成磁带,录音效果好。

(5) 感生磁各向异性,在许多铁磁性合金与铁氧体中,通过对材料施以某种方向性处理的工艺,可以感生出磁各向异性。这种感生磁各向异性又可分为:磁场热处理感生各向异性,弹性形变感生各向异性,生长感生各向异性,辐照感生各向异性。

一般来说,磁晶各向异性常数大的物质,适于作永磁材料,磁晶各向异性常数小的物质,适于作软磁材料。

2.3.3 磁性各向异性的来源

关于磁晶各向异性的微观起源的理论研究,几乎与自发磁化的量子理论同时开始,其具体模型可分为两大类:以能带理论为基础的巡游电子模型可用来解释3d铁族及其合金的磁晶各向异性。以局域电子为基础的单离子模型与双离子模型适用于铁氧体和稀土合金。

理论与实验表明:铁氧体的磁晶各向异性主要来源于“单离子”机制,各向异性的交换作用以及磁偶极矩作用是次要的。单离子模型也可解释稀土合金中稀土离子的各向异性。

对磁性各向异性的来源和计算有兴趣的读者,请参阅文献。

2.4 磁致伸缩——磁弹性能和应力能

2.4.1 磁致伸缩现象与磁致伸缩系数

铁磁材料在外磁场中磁化时,其形状与体积发生变化,这种现象叫磁致伸缩。

磁致伸缩的两种类型:①线磁致伸缩,包括纵向磁致伸缩(沿磁场方向尺寸大小的相对变化)和横向磁致伸缩(垂直于磁场方向尺寸大小的相对变化);②体积磁致伸缩是指铁磁体被磁化时其体积大小的相对变化。

磁致伸缩效应与磁化过程有一定的联系,如体积磁致伸缩只有在铁磁体技术磁化到饱和和以后的顺磁过程才能明显表现出来。因此,对磁致伸缩的讨论将主要限于线磁致伸缩(简称为磁致伸缩)。磁致伸缩的逆效应是应力影响磁化——铁磁体的压磁现象。

磁致伸缩的大小与外磁场的大小有关:在外磁场 H 达到饱和磁化场时,纵向磁致伸缩为一确定值,这时的磁致伸缩系数称饱和磁致伸缩系数,以 λ_s 表示。 $\lambda_s > 0$ 称正磁致伸缩,表示沿 H 方向伸长,沿垂直于 H 方向缩短。如 $\lambda_s < 0$ 称负磁致伸缩,表示沿 H 方向缩短,沿垂直于 H 方向伸长。 λ_s 的数量级为 $10^{-6} \sim 10^{-3}$,如达到 10^{-3} 就称为巨磁致伸缩材料。

2.4.2 磁致伸缩来源

磁致伸缩来源于晶体场、自旋-轨道耦合及弹性形变的联合效应。不同磁性材料的磁致伸缩的机制也不完全相同。下面从唯象的角度说明磁场作用下导致材料样品的形状与体积改变的原因。

若有一单畴磁晶体,在居里点 T_C 以上样品为球状如图5.1-5(a)内实线所示。当冷却到 T_C 下,由于自发磁化,同时也发生了自发的磁致伸缩。交换积分 A 会随两原子间距而变,如果该铁磁材料的交换积分使两原子所受力大于零,这个斥力使两原子间距变大,铁磁晶体将发生膨胀。反之,如果该铁磁材料的交换积分使两原子将受到交换作用而产生吸引作用,铁磁晶体也因而发生收缩。这是在自发磁化

过程产生的磁致伸缩现象,称自发磁致伸缩。

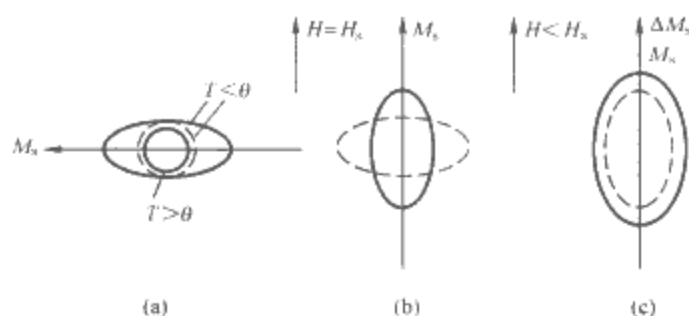


图 5.1-5 单畴球体在不同磁化状态下的磁致伸缩效应
(a) 自发磁致伸缩;(b) 外磁场 $H=H_s$ 时的磁致伸缩;
(c) 外磁场 $H>H_s$ 时产生体积磁致伸缩

在居里点以下,除了前面的自发磁致伸缩外,磁矩的有序排列表现出的磁晶各向异性和退磁场等也会产生附加的磁致伸缩。但这些附加的磁致伸缩比自发磁致伸缩小得多,但却是各向异性的,对于不同方向铁磁材料的线度改变不同,如图5.1-5(a)中椭球所示。对于这种类型的磁致伸缩,通常称线性磁致伸缩,温度降低越多,线性磁致伸缩就越大。

如果在上述情况再加上外磁场 H ,自发磁化强度 M_s 将转向外场方向。对于线性磁致伸缩,椭球在空间的取向也将发生变化,如图5.1-5(b)所示。如果磁场强度超过技术饱和磁场 H_s ,则随着顺磁磁化过程的发生(M_s 的绝对值增加),又将产生体积磁致伸缩[见图5.1-5(c)]。图5.1-6是Fe的磁化曲线和磁致伸缩示意图,它较好地说明了上面讨论的几个磁致伸缩过程。由图5.1-6可见,在技术磁化过程中,主要表现为线性磁致伸缩。

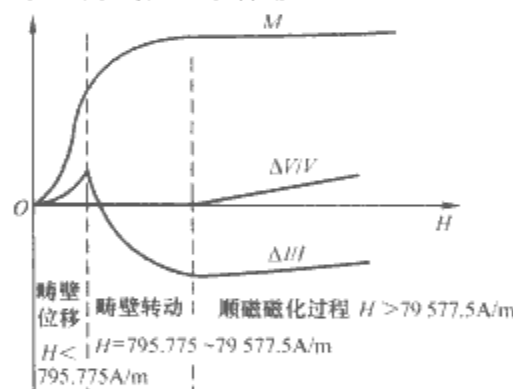


图 5.1-6 Fe 的磁化曲线和磁致伸缩曲线的示意图

磁致伸缩的发生,会引起材料的形变,其结果是使形变后的铁磁材料总自由能达到极小。

2.4.3 应力能

当铁磁材料受外应力作用或内部本身存在着由于加工或温度变化等引起的内应力作用下,材料将产生由应力引起的形变,导致能量的增加。此时晶体除了由于自发形变引起的磁弹性能(磁晶各向异性能中)外,还有因外应力而产生的非自发形变引起的磁应力能(磁弹性能量)。一般来说,应力的形式比较复杂,应力能的计算比较繁琐。

对于受张应力或压应力的立方晶体,如果磁致伸缩是各向同性的,则应力能可简化为

$$F_\sigma = -\frac{3}{2} \lambda_s \sigma \cos^2 \theta \quad (5.1-11)$$

式中: θ 为应力方向($\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$)与磁化矢量方向($\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$)之间的夹角; λ_s 为磁致伸缩系数; σ 为应力。

应力能比弹性能大,在磁化过程中有重要作用。对于张

应力(拉力) σ 为正,压应力 σ 为负。

3 自发磁化的微观理论

从微观上看,物质的磁性来源于原子磁矩,而原子磁矩由电子轨道磁矩、电子自旋磁矩和原子核磁矩三部分组成。原子核磁矩很小,一般不予考虑。如果某些多电子原子中,核外电子的轨道矩和自旋磁矩没有相互抵消,从而产生剩余的磁矩(固有磁矩)。但是,如果每个原子的磁矩仍然混乱排列,那么整个物体仍不能具有磁性。只有所有原子的磁矩沿一个方向整齐地有序化的排列,就像很多小磁铁首尾相接,才能使物体对外显示磁性,成为铁磁材料。这种原子磁矩的整齐排列现象(磁有序),就称为自发磁化。要解释自发磁化的发生,需要用量子力学和比较繁琐的数学计算,本节对铁磁材料中的自发磁化微观机理(各种交换作用)进行定性的讨论。交换作用是造成固体磁有序的主要来源。

3.1 交换作用能

为了解释铁磁材料内的磁有序,外斯提出了分子场假说,认为铁磁物质中存在一个内场,它使材料的固有磁矩作有序排列。尔后,奈尔又提出并建立了反铁磁性和亚铁磁性的分子场理论。这些唯象理论可以说明一些自发磁化现象,但直到量子力学建立前没有能对分子场的来源做出合理的解释。1928年海森伯提出了交换作用理论,才将分子场的实质给予较好的说明。

用量子力学研究氢分子的结合能时发现,如果考虑泡利不相容原理和电子交换不变性,那么在氢分子的哈密顿中会出现一项新的交换相互作用,对应地有一项附加能量,即交换相互作用能。它与氢原子中电子自旋相对取向有关。对于氢分子,两个氢原子间电子自旋作反向排列的能量比自旋同向排列时小。氢分子中原子间能量较小的电子自旋反向排列称电子配对,称为成键态;同向排列能量较高称为反键态。

物质宏观磁性的不同,来源于微观自旋磁矩排列方式的不同。1928年,海森伯将氢分子中的交换作用推广到多原子系统。他提出两点假设:①由 N 个原子组成的系统中,每个原子只有一个电子对铁磁性有贡献;②原子无极化状态(即不存在两个电子同处于一个原子中的状态),故只需考虑不同原子中的交换作用。由于交换作用是一种短程作用,在计算交换能时只需考虑最近邻原子对。交换能可表示为

$$E_{\text{ex}} = -2A \sum_{i < j} s_i s_j \quad (5.1-12)$$

式中: A 为交换积分; s_i 和 s_j 分别为原子 i 与 j 的自旋总矢量。这种交换作用称为直接交换作用。

当 $A > 0$,对应于电子自旋都是平行的状态,这时交换积分 E_{ex} 为负,表示这种状态系统自由能最小,因此系统是一种稳定状态,物质处于铁磁态。 A 值的大小和正负与电子间距离和这两个电子各自与其原子核的距离和波函数等因素有关。奈尔总结了各种 $3d$ 、 $4d$ 、 $4f$ 族金属及合金的交换积分 A 与两相邻电子接近距离的关系,如图5.1-7所示。其中 $d-2r$ 为两近邻原子距离与未充满的电子壳层直径 $2r$ 之差,即两近邻电子的接近距离。

由图5.1-7可见,当电子接近距离由大减小时,交换积分分为正值并有一峰值,Fe, Ni, Ni-Co, Ni-Fe等铁磁性材料正处于这一段位置。但当接近距离再减小时,则 A 变为负值, Mn, Cr, Pt, V等反铁磁性材料正处于该段位置。

当 $A > 0$ 时,各电子自旋的稳定态(E_{ex} 为极小)是自

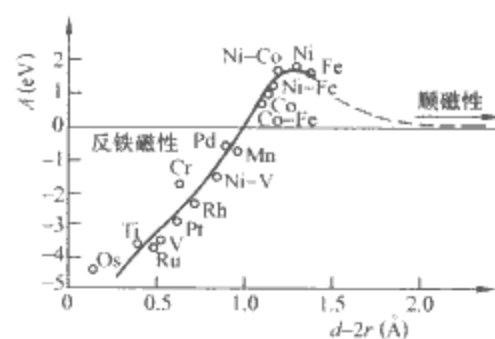


图 5.1-7 交换积分的相对数值随
近邻电子的接近距离的变化 ($1\text{\AA}=10^{-10}\text{m}$)

旋方向一致平行的状态,因而产生了自发磁矩和自发磁化,这就是铁磁性的来源。如果 $A < 0$,则电子自旋的稳定态是近邻自旋方向的相反状态,因而无自发磁矩,这就是反铁磁性。

3.2 超交换作用

铁氧体和过渡金属的硫族、氟族化合物表现为亚铁磁性或反铁磁性。这些化合物都是离子晶体,其中具有磁性的阳离子被非磁性的阴离子所隔开,磁性离子距离较远,不可能产生较强的直接交换作用来产生磁性。因此有人提出了这类物质中的磁性离子的交换作用是通过非磁性的阴离子来实现的,称间接交换作用,又称超交换作用(super exchange)。

我们以 MnO 为例来说明间接交换作用。 MnO 具有面心结构, Mn^{2+} 和 O^{2-} 的最近邻分别为6个 O^{2-} 和6个 Mn^{2+} ,使得 $\text{Mn}^{2+}-\text{O}^{2-}-\text{Mn}^{2+}$ 的耦合存在 180° 和 90° 两种键角。当耦合键角为 180° 时, Mn^{2+} 的未满电子壳层为 $3d^5$,具有5个互相平行的自旋取向,而 O^{2-} 的最外层为 $2p^6$,其自旋和轨道角动量都彼此抵消,自旋磁矩总和为零,是具有逆磁性的,如图5.1-8(a)所示,这是一种基态。这样,磁性离子 Mn^{2+} 不可能通过 O^{2-} 产生间接交换作用。

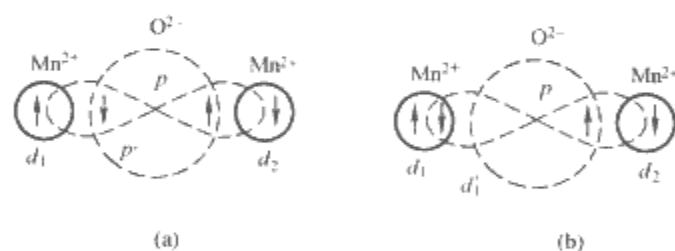


图 5.1-8 MnO 反铁磁性材料的
超交换作用原理示意图
(a) 基态; (b) 激发态

理论和实验都证明,上述的离子系统存在有激发态。这是由于基态中 O^{2-} 的电子波函数在 180° 键角方向有较大重叠,提供了 O^{2-} 中 $2p$ 电子跃迁到 Mn^{2+} 中 $3d$ 轨道的可能,使基态的 $\text{Mn}^{2+}-\text{O}^{2-}-\text{Mn}^{2+}$ 可能变成激发态的 $\text{Mn}^{3+}-\text{O}^--\text{Mn}^{2+}$,此时 O^- 中未配对的 $2p$ 电子可能与近邻 Mn^{2+} 的 $3d$ 电子发生直接交换作用。计算得出其交换积分为负值,使 O^- 中 p 电子和 Mn^{2+} 中 d 电子自旋取向反平行排列,从而导致两侧成键角耦合的与自旋反平行排列。这是反铁磁性自发磁化的起因。

这个模型的基本物理图像是:磁性离子中电子会引起非磁离子的极化,这种极化又通过交换作用影响到另外一个磁性的离子,从而使两个不相邻的磁性离子通过中间的非磁性离子的极化而关联起来,产生磁性耦合。

对于一般化合物中金属离子的 $3d^n$ 电子, n 可大于5也可小于5,而激发态的 O^- 与另侧金属离子的交换作用,可

能为负也可能为正。根据交换作用原理和洪特定则^①，可知当 $n \geq 5$ 时，由 $2p$ 激发至 $3d$ 的电子与 $3d$ 原有电子的自旋方向相反，若 O^- 与另侧金属离子交换积分为负就导致反铁磁性，若交换积分为正，就导致铁磁性。当 $n < 5$ 时，由 $2p$ 激发至 $3d$ 的电子与 $3d$ 原有电子的自旋方向相同，若交换积分为负就导致铁磁性，若交换积分为正，就导致反铁磁性。

这种超交换耦合可以得到以下的结果：①如果金属离子的 $3d$ 电子数达到或超过半满（如 Mn^{2+} ， Fe^{2+} ， Co^{2+} 等），其离子化合物表现为反铁磁性；②如果金属离子的 $3d$ 电子数不到半满（如 V^{2+} ， Cr^{2+} ， Cr^{3+} 等），其离子化合物表现为铁磁性。这些结论已为许多实验所证实。

在铁氧体等材料中，金属离子分布在A位和B位，其最近邻都是氧离子，这时可能存在三种超交换作用：A-A，B-B和A-B。这三种超交换作用的强弱决定于两离子间距离和金属离子 $3d$ 电子的数目及其轨道组态。计算表明A-B型超交换最强，B-B型超交换次之，A-A型超交换最弱。根据超交换原理，A位和B位离子磁矩取向是反平行的，因而，A位上的离子磁矩是平行取向，而B位上也是如此。但由于磁矩 M_A 和 M_B 数值不等而方向相反，结果就有未抵消的净磁矩 $|M_B - M_A|$ ，从而呈现亚铁磁性，实际上是未抵消的反铁磁性。当温度低于居里温度时，亚铁磁性呈现出与铁磁性材料相似的宏观磁性，只是其自发磁化强度低一些；当温度高于居里温度时，呈现出与顺磁性类似的磁性。铁氧体电阻率 ρ 较高（约 $10^{10} \Omega \cdot cm$ ），常用于高频电路中。

3.3 RKKY 交换作用理论

稀土金属及其合金的原子磁矩来自未充满壳层的 $4f$ 电子。 $4f$ 电子是内层电子，局域性很强，轨道半径为 $0.03nm$ ，它们深深地“埋藏”于原子之中，外面有 $5s^2 5p^6 5d^1 6s^1$ 电子做屏蔽。因此 $4f$ 电子波函数被紧紧地局限于原子核周围，稀土金属近邻原子间距约 $0.3nm$ ，在这样的距离范围，不同原子的 $4f$ 电子波函数几乎不能发生重叠，来产生直接的交换作用。稀土金属和合金的磁有序，要用下面的理论来解释。

对于稀土金属晶体，原子的磁矩来自内部未充满壳层 $4f$ 电子的自旋，传导电子 $6s$ 为价电子，可以在整个晶体中作公有化运动。不同原子的局域电子的波函数不可能发生重叠，因此不存在原子间的直接交换作用。假如每个原子只有一个对磁矩有贡献的局域电子，它的波函数可用原子波函数描述，这是一个衰减波；而传导电子的波函数则为布洛赫波函数。前者是一个局域的波，后者是一个调幅平面波，表示电子的公有化。因此，局域电子与传导电子间可能发生交换作用。

假定局域电子的自旋向上，局域电子与传导电子的交换积分 $J(r-R_0) > 0$ 。这样就会在磁性离子所在的区域内使自旋向上的传导电子的能量降低，自旋向下的传导电子能量升高。为了降低系统的能量，一部分自旋向上的电子将被吸引到局域电子附近；一部分自旋向下的电子将被排斥离开这个区域。局域的特征是其附近的电子密度一般不会变化，但可以允许自旋向上的传导电子密度增加，自旋向下的电子密度下降的状态存在。这样就形成了如图5.1-9所示的在定域磁性离子附近传导电子两种自旋密度差的分布。这种局域电子与传导电子的交换作用使传导电子自旋极化。这种结果是传导电子中两种自旋态密度不再相同。如果以局域电子为中

心，两种自旋的密度差将随距离的变化振荡式地衰减，但这是一种长程振荡过程。这样自旋极化作用的传导电子又会和邻近原子中的局域电子发生波函数重叠产生直接交换作用。

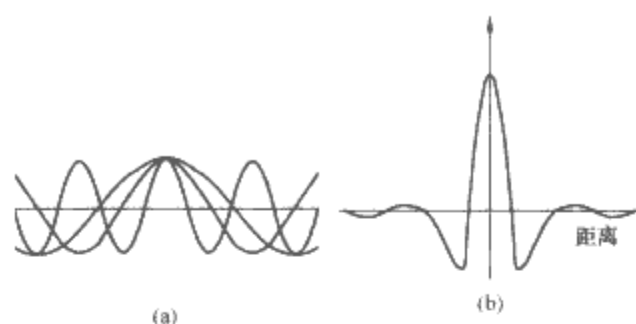


图 5.1-9 RKKY 交换作用示意图

(a) 在中心局域电子附近新增加的传导电子的波函数；(b) 两种自旋的密度差随离开中心局域电子距离的变化

如果这种直接交换积分为一正值，参与直接交换作用的电子为自旋平行取向。第二个原子中局域电子的自旋由其所在位置的传导电子的自旋极化而定，如果自旋极化向上，则其自旋方向向上，因而与第一个原子的局域自旋的方向相同，表现为铁磁性；反之，当它的位置在传导电子的自旋向下区，则它的自旋方向向下，与第一个原子的局域自旋的方向相反，表现为反铁磁性。

通过上面的讨论可知，稀土原子局域的 $4f$ 电子的磁有序是通过 $6s$ 传导电子为媒介来实现的，这种理论称RKKY交换作用理论。RKKY是Ruderman、Kittel、Kasuya和Yosida四个人名的缩写。

4 磁性材料中的磁畴与磁滞

4.1 磁畴

4.1.1 磁畴的形成

磁性材料存在的各种交换作用会使近邻原子的自旋磁矩取向相同，造成自发磁化，磁晶各向异性能使自发磁化方向保持在易磁化方向。这两种作用将使整个材料的磁矩都沿某个方向定向排列，这样整个样品将成为一块大的磁铁。但是这种结构会使两端产生磁极，从而形成很大的退磁场能，使系统的自由能升高，而处于不稳定状态。

图5.1-10是单轴晶体磁体的能量分布情况。如图5.1-10(a)所示，如果整个晶体均匀磁化退磁能最大[如设 $M_s \approx 0.1T$ ($1T = 10^4 Gs$)，则退磁场能量约为 $0.1J/cm^2$ ($1J = 10^7 erg$)]。如果分裂为两个或四个平行反向的磁化区[见图5.1-10(b)、(c)]可大大减少退磁场能，这些小的磁化区就是磁畴。如果分成 n 个磁畴，能量约可减少为 $1/n$ ；但是两个相邻的磁畴交界处的畴壁会引起能量的增加，所以自发磁化区的形成并不是无限的。图5.1-10(d)、(e)为在晶体表面附近形成的封闭磁畴。这些表面磁畴能起到封闭磁通的作用，能使退磁场能进一步减小。

所谓磁畴，是指磁性材料内部的一个个小区域，其尺寸大概在 $1\mu m \sim 0.1mm$ 之间，每个区域内部包含 $10^{10} \sim 10^{17}$ 个原子，这些原子的磁矩都像一个个小磁铁那样整齐排列，但相邻的不同区域之间原子磁矩排列的方向不同，其交界面称为畴壁。宏观磁体一般总是具有很多磁畴，这样，磁畴的磁矩方向各不相同，结果相互抵消，矢量和为零，整个物

① 洪德定则是从原子光谱分析而总结出来的经验法则。它结出了多电子原子基态量子数与轨道量子数和自旋量子数间的关系，共有3条。

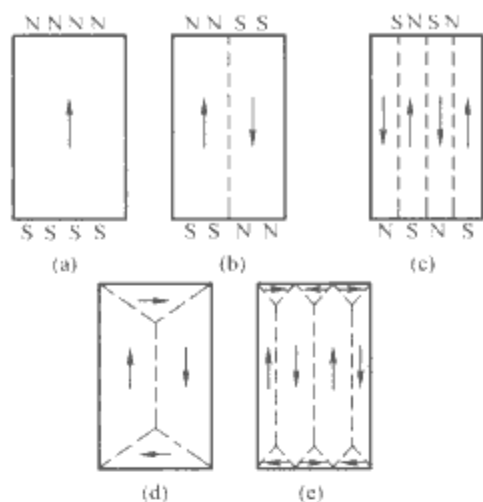


图 5.1-10 单轴晶体内磁畴的形成
(a) 平行; (b) 反平行; (c) 单畴;
(d) 闭合畴; (e) 多闭合畴

体的磁矩为零, 它也就不能吸引其他磁性材料。也就是说, 铁磁性材料在正常情况下并不对外显示磁性。

4.1.2 磁畴结构

相邻两个磁畴磁化强度指向不同, 从一个磁畴到另一个磁畴磁化强度的变化不可能是在界面上突然发生, 而是在两个磁畴的交界区处一定范围内逐步发生。磁化强度从一个方向变到另一个方向的过渡区称畴壁。如果材料中两个磁畴磁化矢量间的夹角为 180° , 称 180° 畴壁, 这是磁性材料中经常出现的一种畴壁, 此外还有 90° , 109.47° 和 70.53° 畴壁等。畴壁厚度随材料而异, 通常为几十到几千原子厚 ($10^{-7} \sim 10^{-5} \text{ cm}$)。在畴壁中原子磁矩不再相互平行, 因此磁矩间交换作用能会有所提高, 而且磁矩也会偏离其易磁化方向, 所以与磁畴相比畴壁是高能区。

磁性材料中磁畴与畴壁的各种组合称磁畴结构。实验证明, 磁畴结构对外磁场很敏感, 很小的外磁场就能显著地改变磁畴结构, 这就是磁性材料对外场能作出强烈响应的原因。

4.1.3 布洛赫壁与夸尔壁

4.1.3.1 布洛赫壁

如图 5.1-11 所示为在块材中一个 180° 畴壁中磁化矢量 (M_s) 从一个畴转向另一个畴的情况。磁矢量的转动仅仅是它平行畴壁的分量, 垂直分量没有变化。磁化矢量的这种转变可以避免在畴壁的两侧产生磁极, 这样可以减少退磁场能, 使畴壁的附加能减至最小, 这种畴壁称为布洛赫壁。在块材料中, 存在着布洛赫壁, 并已得到许多实验的证实。

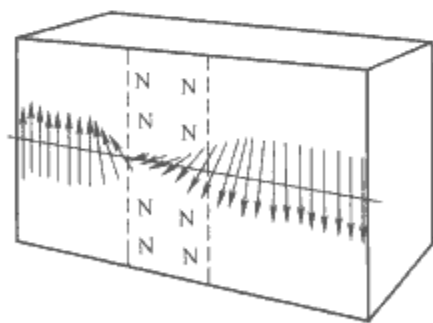


图 5.1-11 180° 畴壁中磁矩变化示意图

4.1.3.2 夸尔壁

对于薄膜磁性材料, 如果形成如图 5.1-12 (a) 这样的布洛赫壁, 在磁化矢量旋转时, 会在薄膜材料的上下面与畴壁交界处出现自由磁极, 这样将明显增大退磁场能使系统变得不稳定。图 5.1-12 (b) 是另一种畴壁, 在这种畴壁内 M_s 的方向平行与膜面旋转, 从一个畴内的磁化矢量过渡到另一

个畴内的磁化矢量; 而不像布洛赫壁那样, M_s 的方向在畴壁平面中旋转, 这种畴壁称为夸尔壁。

理论证明, 在薄膜状态, 夸尔壁的能量比布洛赫壁能量小。磁性薄膜中的夸尔壁已经得到实验的证实。在 Ni-Fe 合金薄膜中, 如果薄膜厚度 D 小于 20 nm 就会出现夸尔壁, 如果 D 大于 100 nm , 就会出现纯的布洛赫壁; 在 $20 \text{ nm} \leq D \leq 100 \text{ nm}$ 畴壁结构是以上两种的组合, 而且变得比较复杂。

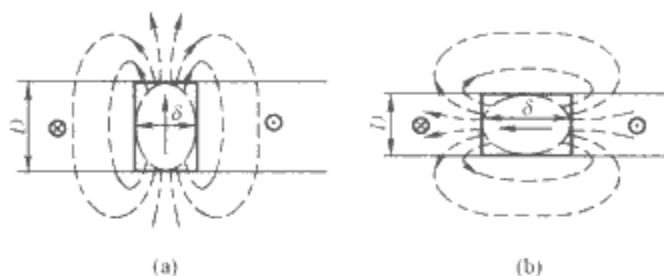


图 5.1-12 薄膜材料中的畴壁结构
(a) 布洛赫壁; (b) 奈尔壁

4.1.4 磁泡

在磁性薄膜中, 当薄膜厚度、材料的磁性、外加磁场满足一定条件时, 会形成磁化矢量垂直膜面的柱状磁畴。在偏光显微镜下, 这些柱状磁畴就像浮在膜面上的气泡, 故称为磁泡, 也称为磁泡畴。形成磁泡的首要条件是材料为磁单轴各向异性的单晶, 易磁化轴垂直于膜面, 且等效磁晶各向异性场大于垂直膜面的退磁场。在退磁状态下, 样品会形成自发磁化强度垂直于膜面的条状畴 (带状畴) 如图 5.1-13 (a) 所示。当沿膜面的法线方向加一外磁场时, 自发磁化与外磁场同向的条状畴 (称正向畴) 体积增大, 自发磁化与外磁场反向的条状畴 (称反向畴) 的体积缩小。继续增大外磁场, 起到其强度相当于饱和磁化强度的 $20\% \sim 60\%$, 正向畴占据大部分体积反向畴收缩为孤立的柱状畴如图 5.1-13 (b) 所示, 此即磁泡, 磁泡的直径随外磁场的增加而缩小, 其变化范围为 $100 \sim 1 \mu\text{m}$, 进一步增加磁场磁泡将破灭。

磁泡畴首先在钙钛石型铁氧体 (称正铁氧体) 中观察到。利用磁泡的稳定性和易移动性, 可以用作数字存储器、逻辑运算和传输元件。



图 5.1-13 正铁氧体中的磁畴
(a) 条状畴; (b) 泡状畴

4.1.5 单畴和超顺磁性

4.1.5.1 单畴粒子

大块铁磁材料一般具有多畴结构。多畴结构可以减少退磁场能, 但增加了畴壁能。退磁场能与磁畴的体积成正比, 而畴壁能与畴壁的面积成比例。因此, 铁磁材料的体积减小时, 退磁场能比畴壁能下降得更快。当铁磁材料的体积减小到这样的程度, 使整个粒子成为一个磁畴在能量上更有利时, 这样的粒子尺寸称为单畴临界尺寸。如果铁磁材料的尺寸等于或小于临界尺寸时, 它将不分畴。

已在 $\delta\text{-Fe}_2\text{O}_3$ 和镍的气溶胶中发现, 当磁体颗粒为 $10 \sim$

20nm 时可能存在单畴粒子。当铁磁薄膜厚度小于 10^{-5} cm 时也可能成为单畴状态。

由于单畴粒子不存在畴壁，所以在磁化和反磁化时都是磁化矢量的转动，这样的过程会使单畴粒子具有高的矫顽力和低的磁导率。

4.1.5.2 超顺磁性

当磁性粒子尺寸到单畴临界尺寸后再进一步缩小其尺寸，这时微粒的磁性会发生明显变化。由于粒子的体积减小，其中使磁化矢量固定在某些易磁化方向的各向异性将随之减小，热运动的作用相对变大。当微粒的体积减小到这样的程度，微粒的各向异性远小于热运动能时，微粒中的磁化矢量不再有确定的方向，粒子的行为类似于顺磁性。人们称这种现象为超顺磁性。

超顺磁性与一般的顺磁性有重要区别。普通顺磁性的磁性体具有固定磁矩的原子或原子集团，而超顺磁性的磁性体是均匀磁化的单畴粒子，每个单畴粒子包含较大数目的原子（可大于 10^5 个原子），并且有大得多的磁矩。

在超顺磁性材料中，热运动使单畴中微粒的磁化矢量方向不停转动，使它失去了铁磁性的特点，它的出现对于各类磁性材料都有非常不利的影响。所以在磁性材料的生产过程中应防止超顺磁性粒子产生。这点在制备纳米磁性材料时特别要注意。

4.2 磁化和反磁化

磁性材料的共同特点是存在磁畴结构，不同点是磁畴结构的形式及其在外磁场作用下的变化方式。磁性材料处于中性状态是指在比磁畴尺寸大得多的任何区域内，其宏观磁感应强度和磁场强度为零。

磁化过程是指处于中性状态的强磁性材料在外磁场作用下，其磁化状态随外磁场发生变化的过程；反磁化过程是指强磁性材料沿一个方向磁化饱和后，当外磁场逐渐减小至沿相反方向逐渐增加时，其磁化状态随外场发生变化的过程。对磁化过程的宏观描述是磁化曲线，反磁化过程的描述是磁滞回线。磁化曲线和磁滞回线代表了磁性材料在外磁场中有基本性质。

4.2.1 磁化曲线

典型的磁化曲线如图 5.1-14 所示，它大致可分为五个区域：

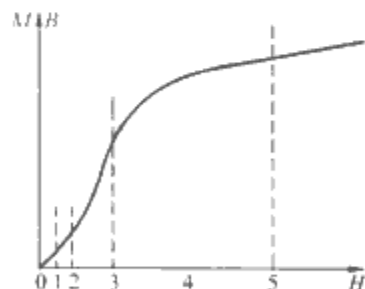


图 5.1-14 磁化曲线的五个区域

4.2.1.1 起始区

如图 5.1-14 中 1 区所示，这时磁场较弱，磁化强度（或磁感应强度）与外磁场保持线性关系，磁化过程是可逆的。有

$$M = \chi_i H \quad (5.1-13)$$

$$B = \mu_i \mu_0 H \quad (5.1-14)$$

式中： χ_i 和 μ_i 为铁磁材料的特征常数，分别称为起始磁化率和起始磁导率。

4.2.1.2 瑞利区

如图 5.1-14 中的 2 区，这时磁场略强， M （或 B ）与 H 不再保持线性关系，磁化开始出现不可逆过程， M （或 B ）与 H 有以下规律

$$M = \chi_i H + bH^2 \quad (5.1-15)$$

$$B = \mu_0 (\mu_i H + bH^2) = \mu_0 \mu H \quad (5.1-16)$$

式中： $\mu = \mu_i + bH$ ， b 为瑞利常数。

4.2.1.3 最大磁导率区

如图 5.1-14 中的 3 区，这对应于中等磁场，磁化强度 M 和磁感应强度 B 急剧地增加，磁化率和磁导率经分配其最大值 χ_m 和 μ_m ，在这区域里可能出现剧烈的不可逆畴壁位移过程。

4.2.1.4 趋近饱和区

这对应于强磁场的情况，如图 5.1-14 中的 4 区所示，磁化曲线缓慢地升高，最后趋近于一水平线（技术饱和）。

4.2.1.5 顺磁区域

技术磁化饱和后，需要更强的磁场，如图 5.1-14 中的 5 区域。强磁场可以克服热扰动对自发磁化的影响，使磁畴内的自发磁化有所增加，但可增加的数量极少。

顺磁区之前的 4 个磁化阶段有实用价值，称技术磁化过程。

技术磁化过程从磁性机制上看与磁畴在外磁场的作用下的各种运动有关，具体反映是磁化强度方向的分布，图 5.1-15 表示了这种情况。

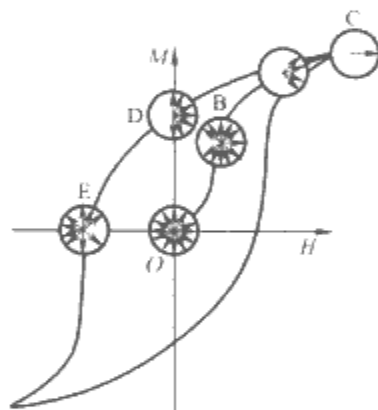


图 5.1-15 在磁化曲线上的不同点，磁化强度方向的分布情况（在各向同性的样品中，微观上具有单轴各向异性的情况）

4.2.2 反磁化过程

反磁化过程是指铁磁材料沿一个方向达到技术饱和磁化状态后逐渐减小磁场到零后再沿相反方向达到技术饱和磁化状态的过程，如图 5.1-16 所示。和磁化过程一样，反磁化过程的机制也是畴壁位移和磁化矢量转动来进行的。反磁化过程的主要特征是存在磁滞，即磁化强度的变化落后于磁场变化的情况。产生磁滞的原因是不可逆磁化过程，它的表现形式是磁滞回线。

磁滞现象的存在说明有能量损耗。可以证明，铁磁材料在磁化一周的过程中所损耗的外磁场能等于磁滞回线所包围的面积，这些能量以热的形式放出。

磁滞的形成机理主要有几种：①在畴壁不可逆位移过程中，由应力和杂质所引起；②在磁化矢量不可逆转动过程中，由磁各向异性引起；③反磁化核的成长；④晶格缺陷、面缺陷对畴壁的钉扎等。

由磁滞回线可以定义三个重要的磁学量：剩余磁化强度 M_r ，矫顽力 H_c 和最大磁能积 $(BH)_{max}$ 。

4.2.2.1 剩余磁化强度 M_r

剩磁状态表示为 $H=0$ 而 $M \neq 0$ 的磁化状态，表示存在

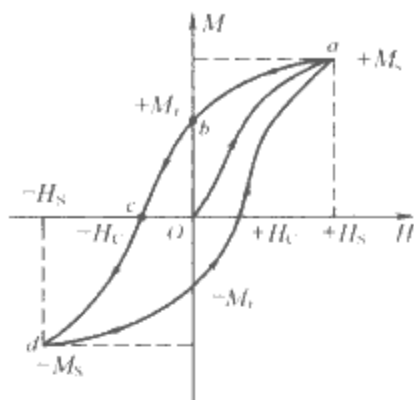


图 5.1-16 磁滞回线

剩磁，这是由于材料磁化到饱和后，在退磁化过程中退掉了在 $H>0$ 区域中的可逆磁化部分，保留下大量不可逆的磁化部分。

4.2.2.2 矫顽力 H_c

H_c 通常指 $B=0$ 时的磁场，一般只表示其绝对值。 H_c 的大小表征了材料被磁化的难易程度。 H_c 来源于不可逆磁化过程，主要是各种磁各向异性，材料内部的杂质、气孔应力和其他缺陷等。如软磁材料的远小于硬磁材料。

如无特别说明， H_c 是通常指 $B=0$ 时的磁场，这时磁化强度并不为零，使 $M=0$ 所需的反向磁场称内禀矫顽力，记为 H_{ci} ，为了将两者加以区别，通常将前者表示为 BH_c ，后者表示为 MH_c ，在数值上 $MH_c > BH_c$ 。

4.2.2.3 最大磁能积 $(BH)_{\max}$

最大磁能积 $(BH)_{\max}$ 表示铁磁性材料在开路状况下存储能量的大小，对硬磁材料来说，最大磁能积 $(BH)_{\max}$ 是一个重要参数。

在工程上，一般不用磁化强度—磁场的关系画磁化曲线，而用磁感应强度—磁场的关系画磁化曲线。这时，磁化饱和时就有个饱和磁感应强度（或者饱和磁通密度），用 B_s 表示。饱和磁感应强度是磁性材料的一个重要指标。

4.3 动态磁化过程、复磁导率和磁损耗

4.3.1 动态磁化

动态磁化是指磁性材料在交变磁场作用下重复磁化与退磁化过程。与静态磁化过程相比，动态磁化有三个显著特点：

(1) 由于磁场在不停地变化，磁化强度落后于磁场变化的现象（磁滞）还出现相位上的落后。

(2) 磁化率不仅是磁场大小的函数，还是磁场频率的函数，称磁频散。

(3) 在动态磁化过程中，不仅存在磁滞损耗，还存在着涡流损耗以及磁后效畸变共振等所产生的能量损耗，这种损耗明显大于静态磁化。

图 5.1-17 为钼-坡莫合金片（厚度为 $50\mu\text{m}$ ）在三种不同频率下动态磁滞回线。由图 5.1-17 可见，随着频率增加，回线逐渐变为椭圆状，面积增加，磁场强度 H 为最大值时磁感应强度 B 并不对应为最大。由于 B 和 H 为非线性关系，当为正弦磁场时，磁感应强度随时间的变化及由此产生的电压 U 都将包含基波外的高次谐波，因而使感应电压信号失真。

4.3.2 复磁导率

为了表征动态磁化过程中 B 和 H 间的关系，特别是它们间的相位关系，需要采用复磁导率的概念。

对于在以下的交变磁场 $H=H_0\cos\omega t$ 下，由于损耗，磁感应强度的相位将落后 δ ，故

$$B=B_0\cos(\omega t-\delta)$$

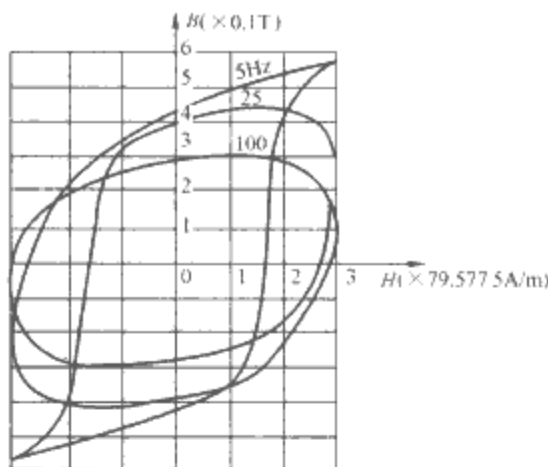


图 5.1-17 钼-坡莫合金片的动态磁滞回线

$$=B_0\cos\delta\cos\omega t+B_0\sin\delta\cos\left(\omega t-\frac{\pi}{2}\right)\quad(5.1-17)$$

式 (5.1-17) 表示，在交变磁场中，由于阻尼作用磁感应强度分为两部分，一部分与磁场同相位，另一部分落后 $\pi/2$ 。根据磁导率的定义 $\mu=B/H$ ，在交变磁场下，它也应该由两部分组成

$$\mu=\frac{B}{H}=\frac{B_0}{H_0}\cos\delta-i\frac{B_0}{H_0}\sin\delta=\mu'-i\mu''\quad(5.1-18)$$

这样，磁导率分成两部分：一是和磁场方向（或者说相位）相同的部分，称为复数磁导率的实部，又称为弹性磁导率，它代表材料磁化时所能够储存的能量；二是和磁场相位成 90° 的部分，称为复数磁导率的虚部（损耗磁导率），它代表材料在动态磁化时所消耗的能量。

在工程技术中，常以幅磁导率 $\bar{\mu}$ （或称总磁导率）和品质因数 Q 表征软磁材料的磁性，它们分别的定义为

$$\bar{\mu}=\frac{B_0}{H_0}=\sqrt{\mu'^2+\mu''^2}\quad(5.1-19)$$

$$Q=\frac{\mu'}{\mu''}\quad(5.1-20)$$

Q 表示储存能量的最大值与每个周期损耗的能量之比， Q 的倒数称为磁通损耗因数或损耗角正切，以 $\tan\delta$ 表示为

$$\tan\delta=\frac{\mu''}{\mu'}\quad(5.1-21)$$

由相对复磁导率可求出相应的复磁化率为

$$\bar{\chi}=\chi'-i\chi''\quad(5.1-22)$$

复磁化率和复磁导率与磁场频率关系如图 5.1-18 所示。

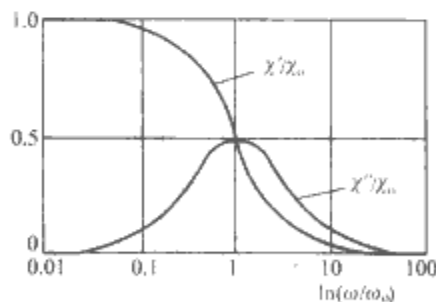


图 5.1-18 χ' 和 χ'' 随 ω 的变化

4.3.3 磁损耗

在交变磁场作用下，磁性材料一方面被磁化，另一方面会产生能量损耗，导致材料发热。所谓磁损耗，是指磁性材料在交变磁场作用下产生的各种能量损耗的统称。

4.3.3.1 涡流损耗

涡流是涡电流的简称。涡流是材料处于迅速变化的磁场中的导体内部所感应的电流，其流线呈闭合的涡旋状。磁场变化越快，感应电动势越大，涡流就越强。磁场变化频率越

高、材料电阻率越小，涡流损耗就越大。金属材料电阻率小故涡流损耗大，铁氧体材料电阻率很高，涡流损耗小。

4.3.3.2 磁滞损耗

在磁场强度不是很低、频率也不太高的交变磁场下，铁磁材料仍有不可逆磁化过程，磁感应强度落后于磁场，由此产生的损耗，称为磁滞损耗。

4.3.3.3 剩余损耗

剩余损耗是指在铁磁材料的总磁损耗中除涡流损耗和磁滞损耗外所余下的损耗部分。剩余损耗包括多种类型的损耗，但在一定的频率范围内，一般只有某类损耗起主要作用。在低频下，剩余损耗主要由磁后效应引起，称磁后效损耗；在中频下，主要是磁力共振损耗；在高频下，主要是畴壁共振；而在超高频下，主要是自然共振损耗。这些剩余损耗与磁化弛豫过程有关。

4.4 不同磁性材料的磁滞曲线

磁滞回线是铁磁材料的重要的磁特性曲线，可反映出材料磁性能，因此不同磁性材料可从磁滞回线上反映出其性能。图 5.1-19 为不同磁性材料的磁滞回线。

在弱磁场作用下作为增加磁通密度使用的材料称为软磁材料，要求其起始磁导率和最大磁导率都很大，并且能量损耗小对应的磁滞回线应该高而窄，如图 5.1-19 (a) 所示。对于在磁记录技术中作为存储信息的材料（如 $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ ，CrO 磁粉），要求有高的剩磁比、短的开关时间，对应的磁滞回线应该接近矩形并且有适当的矫顽力 [见图 5.1-19 (d)]。在某些应用中，要求材料的磁导率对于磁场的变化有高度的稳定性（磁导率不随外磁场而变），它们磁滞回线应该具有狭长或蜂腰形 [见图 5.1-19 (b)、(f)]。作为产生磁场的永磁材料，则要求其有高的剩磁、高的矫顽力和高的磁能积，对应的磁滞回线应当高而宽并且接近矩形 [见图 5.1-19 (e)、(c)]。

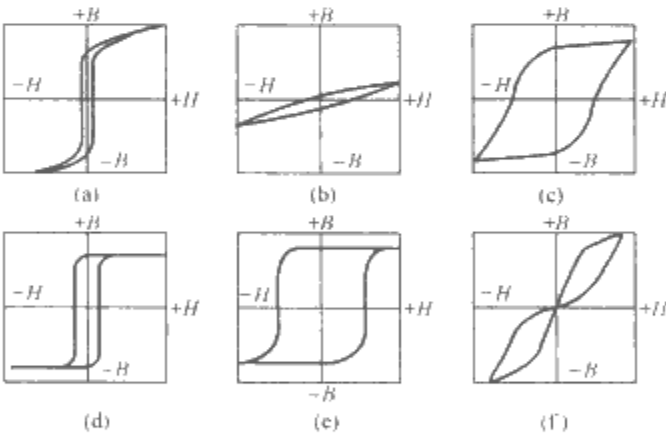


图 5.1-19 磁滞回线的各种不同形式
(a) 高窄形；(b) 狭长形；(c) 类矩形；(d) 扁矩形；
(e) 矩形；(f) 蜂腰形

4.5 材料的磁性能指标

4.5.1 材料的磁导率和磁能积

由于磁性材料往往在不同的磁场强度下工作，可在磁化曲线上定义出多种磁导率。

(1) 起始磁导率 μ_i ，即

$$\mu_i = \frac{1}{\mu_0} \lim_{\substack{\Delta H \rightarrow 0 \\ H \rightarrow 0}} \left(\frac{\Delta B}{\Delta H} \right) \quad (5.1-23)$$

式中： μ_0 为真空磁导率； H 为磁场强度； B 为磁感应强度；

μ_0 为磁性材料在磁中性状态下磁导率的极限值，实际上等于 $B-H$ 曲线在原点 0 处切线的斜率除以 μ_0 。

(2) 最大磁导率 μ_{max} ，即

$$\mu_{\text{max}} = \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{B}{H} \right)_{\text{max}} \quad (5.1-24)$$

它对应于 $B-H$ 曲线最陡部分的磁导率。

(3) 振幅磁导率 μ_a ，即

$$\mu_a = \frac{1}{\mu_0} \left(\frac{B_a}{H_a} \right) \quad (5.1-25)$$

式中： μ_a 为磁性材料在无直流磁场存在而在某一振幅的交变磁场磁化时的磁导率； B_a 和 H_a 分别为一定振幅下的磁感应强度和磁场强度。

(4) 增量磁导率 μ_Δ ，即

$$\mu_\Delta = \frac{1}{\mu_0} \frac{\Delta B}{\Delta H} \quad (5.1-26)$$

式中： μ_Δ 为由于磁性材料不仅受直流磁场作用而且同时受较小交变磁场作用时，材料对交变磁场的磁导率； ΔH 为交变磁场强度的峰-峰值； ΔB 为相应的磁感应强度的峰-峰值。

(5) 可逆磁导率 μ_{rev} ，即

$$\mu_{\text{rev}} = \lim_{\Delta H \rightarrow 0} \mu_\Delta \quad (5.1-27)$$

对应于交变磁场强度趋于零时增量磁导率的极限值。

对于永磁（恒磁、硬磁）材料，希望在外加磁场除去后仍能长久地保留较强的磁性，其主要性能指标为：矫顽力 H_c 、剩余磁感应强度 B_r （或剩余磁化强度 M_r ）和最大磁能积 $(BH)_{\text{max}}$ ，希望这三个指标越大越好。

4.5.2 材料的磁损耗和品质因数

材料在交变磁场下的动态磁滞回线所包含的面积比静态的要大。这是由于在动态的磁化过程中，材料内的磁损耗除了静态磁化时的磁滞损耗外还有涡流损耗和剩余损耗。另外由于交变磁场的快速变化，使材料的磁化状态的改变往往在时间上落后于交变磁场，这时的磁导率需用一复数表示。磁导率的实数部分 μ' 表示磁能的储存，虚数部分 μ'' 反映磁能的损耗，又称黏滞性磁导率与磁能损耗成正比。能量的储存与能量的损耗之比值以品质因数 Q 表示。在工程技术中，对于矫顽力 H_c 很小的软磁材料，总是希望其 Q 值和 μ' 都越高越好，并用乘积 $\mu'Q$ 来表示软磁材料的技术指标。

4.5.3 材料的磁性频谱^①

材料的磁性频谱是指在弱交变磁场中起始磁导率随频率的变化曲线。图 5.1-20 是铁氧体磁谱示意图。由图 5.1-20 可见，随着交变磁场频率的增加 μ' 逐渐减少， μ'' 出现峰值，有时 μ' 还会出现几个峰值。铁氧体的磁谱大体上可分为五个波段：

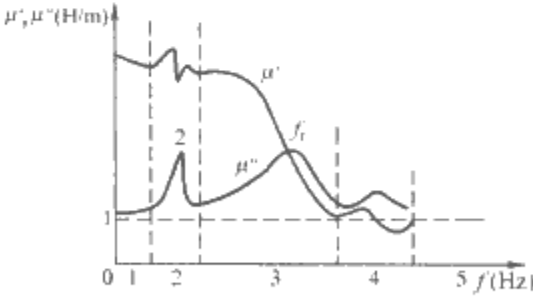


图 5.1-20 铁氧体磁谱示意图

(1) 低频波段（频率 $< 10^4$ Hz） μ' 和 μ'' 的变化很小； μ' 较高， μ'' 较低。引起损耗的机理主要是不可逆磁化过程产生的磁滞和磁化状态滞后于磁场变化的磁后效。

① 磁谱的广义定义是指物质的磁性跟磁场频率的关系，包括顺磁物质的弛豫和共振现象和铁磁共振现象。我们这里讨论的狭义的磁谱，是指磁性物质与弱交变磁场的关系。

(2) 中频波段 (频率 $\approx 10^4 \sim 10^6$ Hz) μ' 和 μ'' 的变化也很小, 有时 μ'' 出现峰值, 称磁内耗, 也有时出现由于样品的横向尺寸与交变磁场的半小波长相近产生的尺寸共振和由于交变频率与样品的磁致伸缩引起的机械共振的固有频率一致时的磁力共振引起的能量吸收。

(3) 高频波段 (频率 $\approx 10^6 \sim 10^8$ Hz) 其特点是 μ' 急剧下降, μ'' 迅速增加。这是因为交变磁场的频率与畴壁振动的本征频率或弛豫频率相同时, 发生畴壁共振与畴壁弛豫而吸收。

(4) 超高频波段 (频率 $\approx 10^8 \sim 10^{10}$ Hz) 其特点是 μ' 继续下降, $\mu'' - 1$ 可能小于 1, 出现负值, 而出现自然共振引起的峰值, 这是由于外加磁场频率与磁矩进动固有频率相等时产生的共振现象所引起的。

(5) 极高频波段 (微波-红外, 频率 $> 10^{10}$ Hz) 对应为自然共振区。

在材料的磁谱曲线上, 当 μ' 下降到原来值的一半或 μ'' 达到极大值时所对应的频率, 称为该材料的截止频率 f_r , 它表示材料可使用的最高频率。一般材料的工作频率 f 应小于截止频率 f_r , 这样器件才能正常工作。

5 材料的旋磁性与磁共振

5.1 旋磁性

5.1.1 旋磁性特点

当铁磁材料处于恒定磁场 (或缓慢变化的磁场) H_z 与高频交变磁场 h 同时作用环境时, 即使是各向同性的铁磁材料也会呈现出各向异性。这时的磁化率需要用一张量来描述, 在有损耗的情况下, 各张量元都是复数; 人们把磁化率为张量的这一性质称为旋磁性。旋磁性是铁磁材料在不同形式磁场中磁化时的一种特殊现象。

关于磁导率张量的物理意义是, 在外加恒定磁场 H_z 下, 磁化强度 M 将绕外磁场作右旋进动 (拉莫进动), 进动角频率 $\omega_0 = \gamma H_z$, γ 为旋磁比, [对于电子自旋, $\gamma = 2.211 \times 10^3$ (A/m) $^{-1}$ s $^{-1}$]。在交变磁场 $h = h_0 e^{j\omega t}$ 作用下, 磁化强度会以角频率 ω 做受迫运动。由于磁化强度 M 绕 H_z 作固有进动, 导致由 h_x 使沿 x 轴方向的磁化强度变化的同时, 也会对 y 轴方向的磁化强度变化发生影响, 即 h_x 不仅对 m_x 发生作用, 也将对 m_y 产生作用。同样, h_y 不仅对 m_y 产生作用, 也将对 m_x 产生作用。因此磁导率具有张量的性质。同时, 在 M 的旋转过程中, x 方向与 y 方向的相位会有所不同。

磁化率 μ_{ij} 可表示为

$$\mu_{ij} = \begin{bmatrix} \mu & -ik & 0 \\ +ik & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.1-28)$$

式中: $\mu = \mu' - i\mu''$, $k = k' - ik''$ 都是复数。

所以, 在两个互相垂直的稳恒磁场和电磁波 (交变) 磁场的作用下, 平面偏振的电磁波在材料内部按一定的方向传播的同时, 其偏振面会不断地绕传播方向旋转, 具有旋转磁场的特性, 故这种材料称为旋磁材料。

金属、合金铁磁性材料虽然也具有一定的旋磁性, 但由于电阻率低和趋肤效应, 涡流损耗太大, 电磁波不能深入其内部, 旋磁性无法利用。铁氧体旋磁材料电阻率高、涡流损耗小, 旋磁性表现明显, 旋磁性就成为铁氧体应用的特有领域。

旋磁现象实际上被应用的波段为 0.1~100GHz (即米

波到毫米波范围内), 因而铁氧体旋磁材料也称为微波铁氧体。

5.1.2 电磁波在旋磁材料中的传播

由于旋磁材料中磁导率的非对称性, 电磁波在其中传播过程中将产生特殊效应, 利用这些效应, 可以制作多种微波器件。

5.1.2.1 法拉第效应

电磁波在旋磁材料中传播时, 左右圆偏振波的传播速度是不相等的, 这样在传播过程中会产生偏振面的旋转。如果恒定磁场与电磁波传播方向平行, 电磁波在传播中产生偏振面的旋转, 称法拉第旋转效应。

法拉第旋转的方向仅决定于 H_z 的方向, 即磁化强度 M 的方向, 而与传播方向的正反无关。如果电磁波沿正方向传播一段距离后再反向传播回原处, 偏振面并不会复原, 但是偏振角相是相加的。这一特点称法拉第旋转的非互易性。

以铁氧体为材料, 利用微波通过铁氧体的法拉第效应已制作出一系列的非互易微波器件, 如法拉第效应环形器、隔离器和调制器等微波器件以及锁定式光开关器件。

5.1.2.2 科顿-毛顿效应

当电磁波传播方向垂直于 H_z 的方向时, 在 xy 面内的椭圆偏振和在 z 方向线偏振的电磁波有不不同的相速度。因此, 电磁波从空间进入旋磁材料后, 两种相速不同的波将出现双折射现象, 而且其偏振态随传播距离而改变。这一效应称科顿-毛顿效应。

5.1.3 主要的旋磁材料

旋磁材料应用于各种正反传播方向的特性不同的非互易微波器件, 如正反传播方向的阻抗很不相同的旋磁隔离器和旋磁环行器等时, 所用的旋磁材料主要是高旋磁性、高电阻率的旋磁铁氧体材料。主要有石榴石型的钇铁氧体 ($Y_3Fe_5O_{12}$) 系列, 磁铅石型的钡铁氧体 ($BaFe_{12}O_{19}$) 系列等。常用的微波铁氧体有镁锰铁氧体 $Mg-MnFe_2O_4$ 、镍铜铁氧体 $Ni-CuFe_2O_4$ 、镍锌铁氧体 $Ni-ZnFe_2O_4$ 以及钇石榴石铁氧体 $3Me_2O_3 \cdot 5Fe_2O_3$ (Me 为三价稀土金属离子, 如 Y^{3+} , Sm^{3+} , Gd^{3+} , D^{3+})。

磁微波材料是微波电子学技术中常用的材料, 雷达、卫星通信、电子战和射电天文学等都是微波电子学技术的重要应用领域。

5.2 铁磁共振

磁共振是指一种与物质磁性和磁场有关的共振现象, 即磁性物质内有磁矩的粒子 (原子或离子) 在直流磁场作用下, 其能级将发生分裂, 当能级间能量差正好与外加的交变磁场 (其方向垂直于直流磁场) 的量子值相同时, 物质产生强烈的吸收交变磁场的能量, 并产生共振, 这就是磁共振。这在本质上是一种能级间的量子跃迁效应。

磁共振现象与物质的磁性有密切关系, 当来自顺磁物质中原子磁矩称顺磁共振, 来自原子核时称这种共振为核磁共振, 在铁磁材料中的共振称铁磁共振。

磁共振技术不仅在物理、化学、材料科学等方面有广泛应用, 在近代医学技术中也得到了重要应用。磁共振还成为鉴定化合物结构和研究动力学的极为重要的方法。因此, 在有机化学、药物化学和化学工业、石油工业、橡胶工食品工业、医药工业等方面得到了广泛的应用。

5.2.1 铁磁共振现象

图 5.1-21 所示为铁磁共振示意图, 在恒定磁场 H_z 和高

频磁场 $h(\omega)$ 的同时作用下, 当满足一定条件时, 铁磁材料对高频磁场产生强烈的吸收现象称为铁磁共振。这是电磁场与旋磁材料必然产生的一种现象。

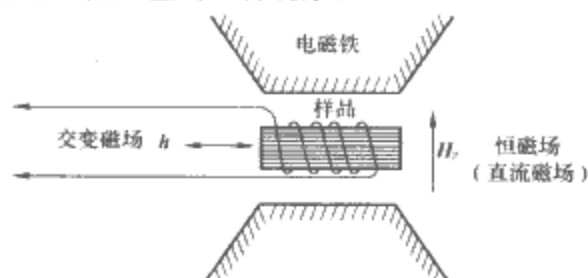


图 5.1-21 铁磁共振实验装置示意图

在旋磁材料中, 其磁导率的一个张量, 如果它处的是一个正(负)圆偏振磁场下, 张量磁导率又变成标量。这是因为磁化矢量同时受到恒定磁场及正(负)圆偏振磁场作用时, 磁化矢量的交变部分将与交变磁场同时受到恒定磁场作正(负)圆偏振运动, 仅在相位上落后与交变场一个角度。

$$\text{令 } \mu_{\pm} = \mu'_{\pm} - i\mu''_{\pm} \text{ ①}$$

可证明磁导率表示为

$$\mu'_{\pm} = 1 + \frac{1}{D} \left[\gamma M (\gamma^2 H_z^2 - \omega^2) (\gamma H_z \pm \omega) + 2\omega^2 \frac{\lambda}{\chi_0} \right] \quad (5.1-29)$$

$$\mu''_{\pm} = \frac{1}{D} \lambda \omega (\gamma H_z \pm \omega)^2 \quad (5.1-30)$$

式中: λ 为弛豫时间, $\lambda = \frac{\chi_0}{\tau}$, D 是一个与以下参量有关的系数

$$D = (\gamma^2 H_z^2 - \omega^2)^2 + 4\omega^2 \frac{\lambda^2}{\chi_0^2} \quad (5.1-31)$$

当 $\omega = \lambda H_z = \omega_0$ 时, D 为最小, μ''_{+} 出现最大值, 此即为铁磁共振吸收现象。但 μ''_{-} 并无明显突变, 吸收较弱。

图 5.1-22、图 5.1-23 分别给出 μ'_{+} , μ''_{+} 和 μ'_{-} , μ''_{-} 随 H_z 值的变化 (在研究铁磁共振时常常将交变磁场的大小的频率保持一定, 而改变直流磁场的强度)。由此可见, 只有正圆偏振场才产生铁磁共振。

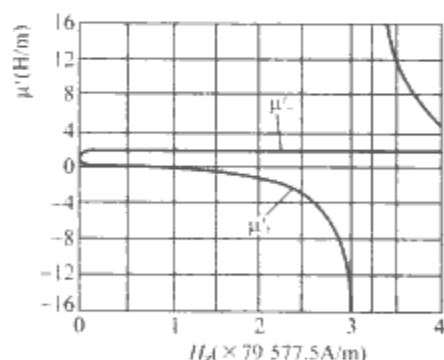


图 5.1-22 旋磁磁导率的 μ' 部分
 $4\pi M = 0.3 \text{ T}$; $f = 9000 \text{ MHz}$, $\mu_0 = 100$
 (μ_0 为静态磁导率)

5.2.2 共振线宽和有效线宽

由图 5.1-23 可见, $\mu''_{+} \sim H_z$ 曲线在共振点附近形成一个共振吸收峰。在峰顶的两边, μ''_{+} 降低到峰值一半处所对应的两个 H_z 值的差数 ΔH 称为共振线宽, 又称共振峰宽度。可证明共振线宽为

$$\Delta H = \frac{2\lambda}{\gamma \chi_0} \quad (5.1-32)$$

式中: λ 为阻尼系数; γ 为旋磁比; χ_0 为静磁化率。

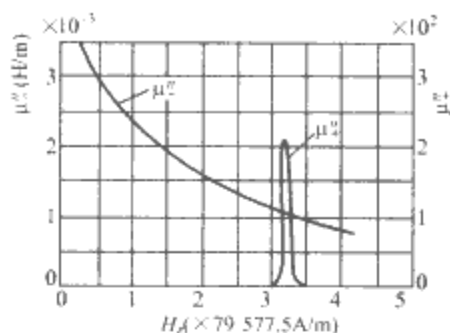


图 5.1-23 旋磁磁导率的 μ'' 部分
 $4\pi M = 0.3 \text{ T}$; $f = 9000 \text{ MHz}$, $\mu_0 = 100$, $\lambda_c = 1.9$
 $\times 10^{-7}$ (μ_0 为静态磁导率)

常用的旋磁材料是各种单晶或多晶铁氧体材料。单晶铁氧体的 ΔH 通常较小, 影响 ΔH 的因素是晶体的完整性和杂质。多晶铁氧体的 ΔH 一般较大, 除了与成分有关外, 还与材料的磁晶各向异性场、气孔率、杂质以及工艺过程等有关。一般铁氧体的 ΔH 在 $10 \sim 10^4 \text{ A/m}$ 内。

旋磁性材料主要用作微波技术中非易器件。它可用在共振区使用 (如谐振式隔离器、滤波器), 也可在非共振区 (如场移式隔离器、结环行器)。只有知道这些材料的阻尼系数才可能设计器件。阻尼系数一般是通过共振线宽来确定的。为此, 在非共振区时通过引入有效线宽来确定阻尼系数。有效线宽的定义为

$$\Delta H_{\text{eff}}(H_i) = 2MI_m \left(\frac{1}{\chi_+} \right) \quad (5.1-33)$$

式中: ΔH_{eff} 为内场 H_i 的函数; $I_m \left(\frac{1}{\chi_+} \right)$ 为正圆偏振场磁化率倒数的虚部; M 表示磁化强度。

由式 (5.1-33) 可见, 可通过测量在不同内场下张量磁化率的虚部求得有效线宽。这样根据与式 (5.1-32) 类似的关系

$$\frac{2\lambda(H_i)}{\chi_0 \gamma(H_i)} = \Delta H_{\text{eff}}(H_i) \quad (5.1-34)$$

通过有效线宽 $\Delta H_{\text{eff}}(H_i)$ 来求得阻尼系数 $\lambda(H_i)$ 。

5.2.3 高功率现象

当铁磁材料受到高功率微波磁场作用时, 其磁性能会出现一些“反常”的现象。通常这些反常现象都是在微波功率超过某一临界值时才发生, 故称高功率现象。

铁磁材料中的高功率现象主要有两种, 如图 5.1-24 所示。

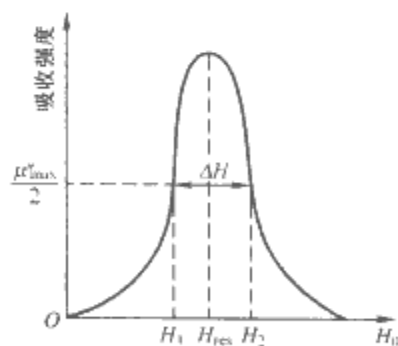


图 5.1-24 铁磁共振线宽

(1) 次吸收峰。由图 5.1-24 可见, 在比正常共振磁场强度小得多的地方出现一个吸收峰。

(2) 主吸收峰过早饱和。在微波功率超过其一临界值之后, 出现线宽增宽及峰值低的吸收曲线。这种现象出现在比

① 磁导率下标中的 ± 表示正(负)圆偏振对应的磁导率。

正常饱和点所需要的低得多的情况下发生,故称“过早饱和”现象。

研究表明,高功率现象是由于原先的自旋一致进动模式(进动频率、振幅和相位完全一致)在高功率下转变成非一致进动模式(进动频率、振幅或相位不同)所致。

铁磁共振是研究强磁性物质中自旋系统运动和一些磁特性的重要方法。如铁磁物质的饱和磁化强度。磁晶各向异性、其他磁各向异性和磁致伸缩系数等有关数据都可以通过铁磁共振来获得。同时铁磁共振也是微波旋磁器件的设计与应用基础。

6 磁电阻

6.1 概述

6.1.1 磁电阻的定义

在通有电流的金属或半导体上施加磁场时,其电阻值将发生明显变化,这种现象称为磁致电阻效应,也称磁电阻效应(MR)。表征磁电阻效应大小的物理量用MR表示,其定义为

$$MR = \frac{R_H - R_0}{R_0} = \frac{\rho_H - \rho_0}{\rho_0} \quad (5.1-35)$$

式中: R_H (ρ_H) 为磁场为 H 时的电阻 (率); R_0 (ρ_0) 为磁场为零时的电阻 (率)。

6.1.2 正常磁电阻效应

非磁性金属或半导体中存在小的磁电阻效应,称正常磁电阻效应。正常磁电阻效应普遍存在于磁性和非磁性材料中;其来源于磁场对电子的洛伦兹力,它导致载流子运动发生偏转或产生螺旋运动,使电子被散射几率增加,电阻升高。因此,正常磁电阻(MR)总是正的,MR近似与磁场的平方成正比,且效应很小,与电子的自旋无关。

6.1.3 各向异性磁电阻效应

在磁场作用下,铁磁金属和合金多晶体电阻率的变化与磁场的方向有关,称各向异性磁电阻效应。

各向异性磁电阻值通常可表示为

$$\rho = \rho_{\perp} \sin^2 \theta + \rho_{\parallel} \cos^2 \theta \quad (5.1-36)$$

式中, θ 为电流方向与磁场方向的夹角; ρ_{\perp} 为电流方向和磁场方向垂直时材料的电阻率; ρ_{\parallel} 为电流方向和磁场方向平行时材料的电阻率。

各向异性磁电阻效应的大小用AMR表示为

$$AMR = \frac{\rho_{\parallel} - \rho_{\perp}}{\rho_0} = \frac{\Delta \rho_{\parallel}}{\rho_0} - \frac{\Delta \rho_{\perp}}{\rho_0} \quad (5.1-37)$$

这里, ρ_0 为铁磁材料在理想退磁状态下的电阻率,通常将 ρ_0 取为 $\rho_0 = (\rho_{\parallel} + 2\rho_{\perp})/3$ 。多数材料 $\rho_{\parallel} > \rho_{\perp}$ 故

$$\begin{aligned} \frac{\Delta \rho_{\parallel}}{\rho_0} &= \frac{\rho_{\parallel} - \rho_0}{\rho_0} > \frac{\rho_{\perp} - \rho_0}{\rho_0} = \\ \frac{\Delta \rho_{\perp}}{\rho_0} &= -\frac{1}{2} \frac{\Delta \rho_{\parallel}}{\rho_0} \end{aligned}$$

所以各向异性磁电阻为正值。

低温5K时铁、钴的各向异性磁电阻值约为1%,而坡莫合金($\text{Ni}_{81}\text{Fe}_{19}$)为15%,室温下坡莫合金薄膜的各向异性磁电阻值为2.5%。AMR效应尽管数值不大,但从应用角度看,目前市场上大部分的磁电阻器件仍是各向异性磁电阻铁磁金属为主,如坡莫合金,其AMR大小和场灵敏度可以满足磁记录的应用要求,自20世纪70年代开始应用于计算机读出磁头和磁传感器。

各向异性磁电阻效应来自各向异性的散射,而各向异性的散射主要来源于自旋-轨道耦合和低对称性的势散射中心,

前者降低了电子波函数的对称性,使电子的自旋与其轨道运动相关联。

6.1.4 巨磁电阻效应

巨磁电阻效应是指在一定的磁场下电阻急剧变化,其变化的幅度比通常磁性金属、合金材料的磁电阻约高10倍,故称巨磁电阻效应。1988年,法国科学家Fert小组在 $[\text{Fe}/\text{Cr}]$ 周期性多层膜中观察到,当施加外磁场时,其电阻变化率高达50%,因此称之为巨磁电阻效应(Giant Magnetoresistance, GMR)。而后在自旋阀结构和磁性隧道结结构中同样也发现了巨磁电阻效应。人们为了研究方便,又将磁性隧道结中的巨磁阻效应称为隧道磁电阻(Tunneling Magnetoresistance, TMR)效应。

1993年,Helmut等人在掺杂稀土锰氧化物中观察到,磁场对电阻率的影响有别于金属磁性超晶格与多层膜中的磁电阻效应,磁电阻效应很大,称为特大磁电阻效应(Colossal Magnetoresistance, CMR)或庞磁电阻效应。如 $\text{La}_{1-x}\text{Ca}_x\text{MnO}_3$ 薄膜,77K时在 $4.77 \times 10^7 \text{ A/m}$ 的磁场下,其磁电阻值 $\Delta R/R_H$ 为 $1.27 \times 10^5 \%$ 。

6.2 关于电子自旋的一些基本性质

在微电子学中,电子只被看作电荷的载体,主要是研究、控制和应用半导体材料中数目不同的电子和空穴的输运特性;制作的器件或电路用于信息处理的集成电路、高频和大功率器件中。实际上电子不仅是电荷的载体而且还具有自旋的属性,自旋态在空间的取向分为向上和向下两种情况。电子的自旋态具有较长的弛豫时间,更不容易被杂质或缺陷的散射破坏,而且自旋态也容易通过调节外部的电场或磁场来进行控制。为适应信息技术领域中的高容量信息存的要求,人们设想利用磁性材料中电子的自旋特征,来处理或存储信息。研究中发现,巨磁阻效应和庞磁电阻效应都与电子自旋有关,为此下面将介绍一些电子自旋的基本性质。

6.2.1 交换劈裂和Mott二流体模型

普通金属中不存在净的磁矩,电子的自旋是简并的;费米面附近的态密度对于自旋向上和自旋向下是完全一样的,因而输运过程中电子流是自旋非极化的。对于铁磁过渡金属,由于3d电子的交换作用,使来自旋简并的自旋向上的子带与自旋向下的子带发生相对位移,这种现象称为“交换劈裂”。交换劈裂形成的自旋向上的子带(多数自旋)和自旋向下的子带(少数自旋)中占据电子总数之差正比于它的磁矩。自旋向上的3d子带(多数自旋)与自旋向下的3d子带(少数自旋)在费米面附近的态密度不相等,如图5.1-25所示。

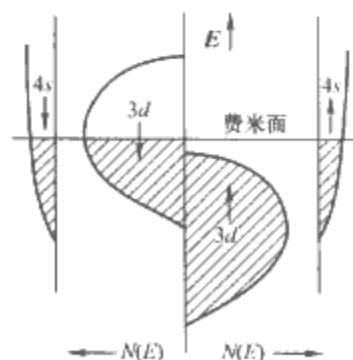


图 5.1-25 过渡金属的态密度函数 $N(E)$ 示意图

1936年,Mott在铁磁金属能级交换劈裂理论的基础上提出了铁磁性金属导电的“二流体”模型。他认为,铁磁性金属铁、钴和镍等在费米面处同时存在s电子和态密度很大的d电子,在输运过程中,传导电子要经受比s电子散射强烈

得多的 s - d 散射, 所以传导电子的平均自由程比普通金属要小得多。由于自旋向上的 $3d$ 子带 (多数自旋) 与自旋向下的 $3d$ 子带 (少数自旋) 在费米面处的态密度不等, 散射的大小也不同。实验证明, 自旋方向与磁矩方向相反的电子会受到强烈的散射作用, 所以自旋向上与自旋向下的电子的平均自由程也不同, 对电导的贡献就不一样。为此, 铁磁金属或合金的电子输运过程可分解为自旋向上和自旋向下两个几乎相互独立的电子导电通道, 相互并联, 这就是自旋相关散射的 Mott 二流体模型。

6.2.2 自旋极化

对于铁磁过渡金属, 由于交换劈裂, 费米面处自旋向上电子数与自旋向下电子数是不等的, 在电场的作用下, 铁磁金属中的传导电子流必定不同于普通非磁金属, 尽管在费米面处还有少数受交换劈裂影响较少的 s 电子和 p 电子存在, 但传导电流仍是自旋极化的, 从而在铁磁金属中, 传导电子处于自旋极化状态, 其程度用自旋极化强度来表征。通常采用自旋极化率 P 来表征材料的自旋极化强度, 为

$$P = \frac{N_{\uparrow}(E_F) - N_{\downarrow}(E_F)}{N_{\uparrow}(E_F) + N_{\downarrow}(E_F)} = \frac{n_{\uparrow} - n_{\downarrow}}{n_{\uparrow} + n_{\downarrow}} \quad (5.1-38)$$

式中: $N_{\uparrow}(E_F)$ 和 $N_{\downarrow}(E_F)$ 分别代表费米面附近自旋向上和向下的电子密度; n_{\uparrow} 和 n_{\downarrow} 分别表示自旋向上电子数和自旋向下电子数。不同铁磁材料的自旋极化率是不相同的, 常见铁磁材料的自旋极化率如表 5.1-1 所示。

| 表 5.1-1 常见铁磁材料的自旋极化率 | | | |
|----------------------|-------------|------|-------------|
| 铁磁材料 | $P(\%)$ | 铁磁材料 | $P(\%)$ |
| Fe | 40 ± 2 | Tb | 6.5 ± 1 |
| Co | 35 ± 3 | Er | 5.5 ± 1 |
| Ni | 23 ± 3 | Dy | 7.0 ± 1 |
| Gd | 14 ± 3 | Tm | 2.7 ± 1 |
| Ho | 7.5 ± 1 | NiFe | 25 ± 2 |

6.2.3 自旋相关散射

电子的散射是电阻产生的主要根源。电子在运动过程中会受到声子 (晶格振动) 和杂质等缺陷的散射。晶格散射的大小正比于费米面处电子的能态密度。对于普通非磁金属, 电子的散射主要是自旋简并的, s 电子散射的平均自由程较大, 约为 10nm 左右。

Fe、Co 和 Ni 等铁磁金属, 由于在费米面处同时存在 s 电子和态密度很大的 d 电子, 在输运过程中, 传导电子要经受比 s 电子散射强烈得多的 s - d 散射, 因而这里传导电子的平均自由程要小得多; 同时, 由于自旋向上的 $3d$ 子带 (多数自旋) 与自旋向下的 $3d$ 子带 (少数自旋) 在费米面处的态密度不等, 所以自旋向上的电子的平均自由程 (λ_{\uparrow}) 与自旋向下的电子的平均自由程 (λ_{\downarrow}) 也不一样。如 Co: $\lambda_{\uparrow} = 5.5\text{nm}$, $\lambda_{\downarrow} = 0.6\text{nm}$; Fe: $\lambda_{\uparrow} = 1.5\text{nm}$, $\lambda_{\downarrow} = 0.6\text{nm}$; NiFe: $\lambda_{\uparrow} = 4.6\text{nm}$, $\lambda_{\downarrow} = 0.6\text{nm}$ 。

电子通过铁磁材料时, 由于铁磁材料中自旋向上和向下的电子数不等, 在费米面附近的自旋向上和向下的能态密度不同, 因此电子通过铁磁材料时将被极化, 主载流子只取自旋向上或向下中的一个状态, 称极化电子流。极化电子在运动一定距离后将发生自旋反转, 使极化态变为非极化态, 发生反转前极化电子通过的距离称为电子自旋扩散长度。

研究表明, 金、银、铜、铝等非磁性金属在低温 (4.12K) 时极化电子扩散长度在百微米数量级, 在室温下也有微米数量级。对于磁性金属, 由于 s 电子和 d 电子之间的散射, 它的自旋扩散长度比非磁性金属短得多, 而且自旋向上和向下时载流子的扩散长度不同。在室温下, 钴、铁、

铁镍合金自旋向上电子的扩散长度分别为 5.15nm, 1.15nm 和 4.16nm; 而自旋向下的扩散长度分别为 0.16nm, 2.11nm 和 0.16nm。

6.2.4 自旋弛豫及自旋注入

自旋极化的电子在输运过程中保持它原有的自旋方向所经历的平均时间 (或所行走的平均距离) 称为自旋弛豫时间 τ_s (或自旋扩散长度 λ_s)。电子的自旋通常只有在磁性原子附近通过交换作用或者通过自旋-轨道耦合与杂质原子或缺陷发生相互作用才会改变, 所以在非磁金属中电子经受了多次声子散射之后, 仍能保持原来的自旋方向。如对 Au 来说, 其自旋翻转的几率只占散射事件的百分之几甚至千分之几, 因而它的自旋扩散长度是电子的平均自由程的数百倍。室温下 Ag、Au、Cu、Al 的自旋扩散长度为 $1 \sim 10\mu\text{m}$, 而低温下 (40K) Al 的自旋扩散长度竟达 0.1mm。

在非磁金属中不断注入自旋极化的电子的结果必然是在自旋扩散长度范围内出现自旋的积聚, 而自旋积聚的后果则是非磁金属中产生非平衡磁化, 这种情况称自旋注入。

6.3 巨磁电阻材料

巨磁电阻效应主要发生在磁性多层膜和颗粒膜等结构中, 这是一种与电子自旋相关的磁电阻效应。

6.3.1 磁性多层膜的磁电阻

6.3.1.1 结构

采用溅射、真空蒸镀或分子束外延等工艺, 并按照人为预想设计周期交替地沉积一定厚度的磁性层和非磁性层组成的多层膜, 一般表示为 $(A/B)_n$ 。A 为磁性金属层, 主要由 Fe、Co、Ni 或其合金组成; B 为非磁性金属层, 主要由 Cu、Ag、Cr、Au 或氧化物构成; n 为周期数, 单层膜厚几纳米。1988 年, 人们发现由铁磁金属/非磁性金属/铁磁金属构成的多层膜, 如 Fe/Cr, 在加磁场和不加磁场下电阻率的变化, 在室温下为 25%, 在低温 (4.2K) 下达到 110%, 远大于一般铁磁金属 1%~3% 的磁电阻变化, 因此称为巨磁电阻效应。

不同于各向异性磁电阻效应, 磁性金属多层的巨磁电阻效应与磁场的方向无关, 它仅依赖于相邻铁磁层磁矩的相对取向, 而外磁场的作用正是改变相邻铁磁层磁矩相对取向的, 这一切说明电子的输运与电子的自旋散射有关。

6.3.1.2 多层膜磁电阻机理

由于铁磁金属中自旋向上和向下的电子在费米面附近的电子数不等。根据 Mott 二流体理论, 在多层膜样品中, 同一磁层中磁矩将沿同一方向排列, 如果相邻磁层原子的磁矩反平行排列, 这时传导电子分成自旋向上与自旋向下的两组, 由于多层膜中间的非磁层对两组自旋状态不同的传导电子的影响是相同的, 所以只需考虑磁层产生的影响。

在铁磁材料中电流由自旋向上和自旋向下的两类电子分别传输, 其中自旋磁矩方向与区域磁化方向平行的传导电子所受到的散射小, 因而电阻率低。当铁磁金属多层膜相邻磁层的磁矩反铁磁耦合时 [见图 5.1-26 (a)], 自旋磁矩向上、向下的传导电子分别受到强、弱的散射, 即自旋向上的电子在磁矩向下的磁层中受到较强的散射, 表现为高阻态, 而当跨越到相邻的磁矩向上的磁层中时会变成低阻态; 同样, 自旋向下的电子从磁矩向下的磁层跨越到磁矩向上的磁层中时, 其电阻从低阻态变为高阻态。这种情况, 在二流体模型中, 每个总是存在一个高阻 [见图 5.1-26 (a)], 多层膜为高阻态。当相邻铁磁层在磁场的作用下磁矩趋于平行时, 自旋向上的电子受到较弱的散射, 相当于自旋向上的电子构成

了低阻短路状态。可以看出,自旋方向与磁矩取向相同的传导电子可以很容易地穿过磁层而只受到很弱的散射作用,而自旋方向与多层膜中磁矩取向相反的传导电子则受到强烈的散射作用。也就是说,有一半传导电子存在一低电阻通道,从总体上说,多层膜处于低电阻状态。

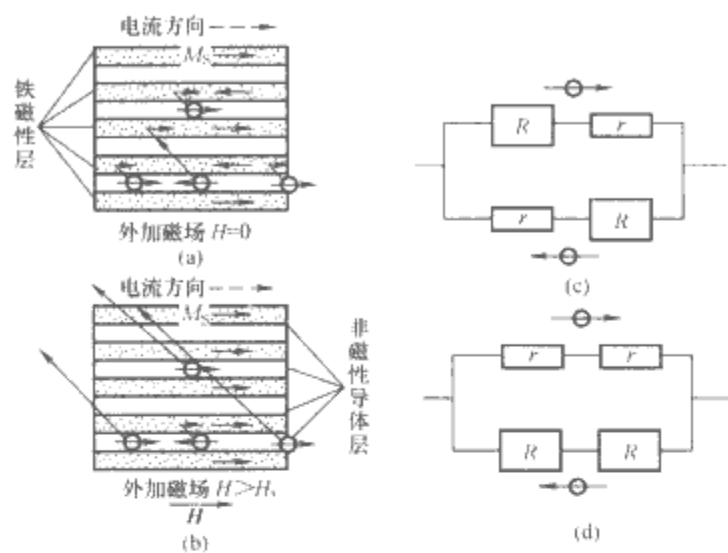


图 5.1-26 用二流体模型解释多层膜的磁电阻
(a) 相邻磁层磁矩反平行排列; (b) 相邻磁层磁矩平行;
(c) 磁矩反平行排列时电阻网络示意图;
(d) 磁矩平行排列时电阻网络示意图

应当指出,并不是所有磁性多层膜都有大的磁电阻值。实验结果还表明,具有反铁磁耦合的磁性多层膜结构中,层间交换耦合的性质常随多层膜中非磁层厚度的变化而在反铁磁与铁磁间振荡,故巨磁电阻 GMR 亦随之振荡,其峰及谷分别相应于铁磁和反铁磁耦合,各层磁矩反平行时电阻最大,平行时电阻较小。

6.3.1.3 典型磁电阻材料

常见的 GMR 多层膜有:

$[\text{Fe}(3\text{nm})/\text{Cr}(0.9\text{nm})]_{60}$, 室温下 $\Delta\rho/\rho_0=50\%$;

$[\text{Co}(1.2\text{nm})/\text{Cu}(1.1\text{nm})]_{180}$, 室温下 $\Delta\rho/\rho_0=55\%$;

$[\text{Co}_{90}\text{Fe}_{10}(4\text{nm})/\text{Cu}(1.2\text{nm})]_{20}$, 室温下 $\Delta\rho/\rho_0=32\%$;

$[\text{FeNiCo}(1.2\text{nm})/\text{Cu}(2.3\text{nm})]_{15}$, 室温下 $\Delta\rho/\rho_0=11\%$;

$[\text{CoNiFe}(4\text{nm})/\text{CoFe}(1.5\text{nm})/\text{AgCu}(1.5\text{nm})/\text{CoFe}(1.5\text{nm})/\text{CoNiFe}(4\text{nm})]_{10}$, 室温下 $\Delta\rho/\rho_0=42\%$ 。

多层膜 GMR 值的大小通常与周期数有很大的关系。研究表明,随 n 的增加, GMR 值也增大,当 n 达到一定值时, GMR 值趋近饱和。这是因为:当 n 很小时,膜的厚度较小,由于膜表面的散射作用,膜电阻很大,这导致 GMR 效应变小;当 n 增加到使膜厚达到可与传导电子的平均自由程相比时, GMR 值开始趋向饱和。

利用巨磁电阻效应做成磁头或磁传感器。应该指出的是,多层膜的磁电阻效应虽然很高,但要产生如此大的磁电阻效应需外加甚高的磁场,一般饱和场为 $10^5 \sim 10^6 \text{ A/m}$;因此,多层膜的灵敏度低。

6.3.2 自旋阀巨磁电阻

6.3.2.1 自旋阀的基本结构及工作原理

磁性多层膜中由于存在较强的层间交换耦合,因此磁电阻的灵敏度非常小。但当两磁性层被一层较厚的非磁层隔开,使相邻的铁磁层不存在(或很小)交换耦合,这样在较

小的磁场下就可使相邻铁磁层的磁化方向从平行排列到反平行排列或从反向平行排列到平行排列,从而引起磁电阻的变化,这就是所谓自旋阀结构。

自旋阀 (spin valve, SV) 磁性多层膜主要由铁磁层 F_1 (自由层)/隔离层 NM (非磁性层)/铁磁层 F_2 (钉扎层)/反铁磁层 AF 组成。 F_1 材料为 NiFe, F_2 多为 NiFe、CoFe、Co 等, AF 多为 FeMn、NiMn、IrMn、NiO 等反铁磁材料, NM 多为 Cu、Ag 等。

按照自旋阀的工作原理,它可分为以下两种基本方式:

(1) 不同矫顽力型自旋阀结构。它是由软铁磁层 FM1/非铁磁金属层 NM/硬铁磁层 FM2 组成,如图 5.1-27 (a) 所示。由于两铁磁层矫顽力的不同,在外磁场的作用下,软铁磁层的磁化方向首先翻转而硬铁磁层的磁化方向后发生变化,在此过程中两铁磁层的磁化方向由反平行排列到平行排列,从而产生电阻的变化。

(2) 偏置型自旋阀结构。它是由铁磁层(自由层) FM1/隔离层(非磁性层) NM/铁磁层 FM2/反铁磁层(钉扎层) AF 组成,如图 5.1-27 (b) 所示。通过反铁磁层(如 FeMn、NiO 或 TbFe 等)与铁磁层之间的强交换耦合作用引起的单向各向异性偏置场使铁磁层的磁矩产生钉扎,由于外磁场的作用使未被钉扎的铁磁层磁矩发生变化,而被钉扎的铁磁层磁矩未发生变化,从而使两铁磁层的磁矩出现平行排列和反平行排列而产生结电阻的变化。

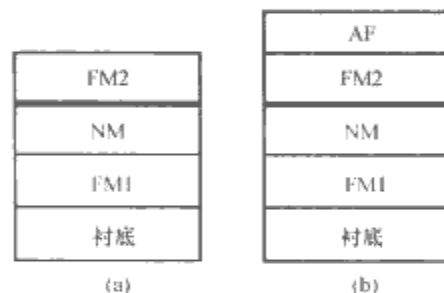


图 5.1-27 自旋阀结构的两种类型
(a) 不同矫顽力型; (b) 偏置型

由于在自旋阀结构中,铁磁层之间没有或仅有非常小的交换耦合,未被钉扎的软磁层或低矫顽力的铁磁层在较小磁场的作用下,其磁矩能够比较自由地反转,这样便在较小的磁场下使系统的电阻变化很大,从而使其磁电阻的灵敏度很高。如 NiFeCo/Cu/Co/Cu, 在室温下的磁电阻达 16%, 其饱和磁场却只有 3978.875 A/m ($1 \text{ A/m} = 0.01256 \text{ Oe}$)。C. M. Park 等人报道了 NiFeCo/Cu/NiFeCo/FeMn 自旋阀结构中高达 $17\%/79.577 \text{ A/m}$ 的磁场灵敏度。

6.3.2.2 自旋阀结构的优点

自旋阀具有如下优点:

- (1) 磁电阻变化率 $\Delta R/R$ 对外磁场的响应呈线性关系,频率特性好。
- (2) 低饱和场,工作磁场小。
- (3) 与各向异性磁电阻相比,电阻随磁场变化大,因而操作磁通小,灵敏度高。
- (4) 利用层间转动磁化过程,能有效地抑制巴克豪森 (Barkhausen) 噪声^①,信噪比高。

6.3.3 纳米颗粒合金膜中的巨磁电阻

纳米颗粒合金膜是指纳米尺寸的铁磁性颗粒镶嵌在非磁性导体相(基相)中所形成的薄膜。Fe、Co、Ni-Fe 为常用

① 在外磁场作用下磁体内部的磁化强度会发生突然的、不可逆的跳变,这个现象称巴克豪森 (Barkhausen) 效应,由此效应而产生的噪声,称巴克豪森噪声。

的铁磁相；Cu、Ag 和 Au 等为非磁性导体相。由于 Fe、Co、Ni 与 Ag 和 Au 间固溶度很低，故这种体系不会形成合金，也很难生成金属间化合物，而是以纳米铁磁性颗粒的形式弥散于非磁性导体相薄膜中；铁磁颗粒尺寸一般小于 10nm，故又称颗粒膜。目前研究集中在 Cu、Ag 为基，与 Fe、Co、Ni 金属和合金所构成的两大颗粒膜系列。在颗粒膜中，铁族元素所占的体积百分比约为 15%~25%，低于形成网络状结构的逾渗阈值，可确保铁等以微颗粒形式分布在薄膜之中。微颗粒的最佳尺寸为几个纳米到几十个纳米，这样尺寸的铁磁颗粒，在室温下处于超顺磁态。

颗粒膜中巨磁电阻效应的机理类似于多层膜，其电阻主要是电子受到了磁性颗粒膜与非磁性金属相间的界面散射和磁性颗粒的散射而产生。由于纳米尺寸铁磁颗粒呈超顺磁状态，当外磁场为零时，颗粒磁矩之间取向无序，颗粒的磁矩在膜内是无规则分布的，如图 5.1-28 (a) 所示。自旋向上或自旋向下的传导电子在运动过程中，总能遇到磁化方向与其自旋取向相反颗粒的顺磁磁矩，这时受到的散射较大，因此零场下处于高磁电阻态。当外加磁场达到饱和时，磁矩作规则排列，如图 5.1-28 (b) 所示，这时将有低磁电阻态存在，故产生负巨磁电阻效应。理论研究表明，当铁磁颗粒尺寸与电子平均自由程相当时，巨磁电阻效应最显著。

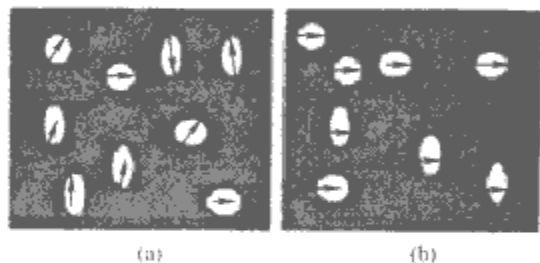


图 5.1-28 颗粒膜 GMR 效应原理图
(a) $H=0$; (b) $H \neq 0$

颗粒膜中的巨磁电阻效应目前以 Co-Ag 体系最高，在液氮温度可达 55%，室温可达 20%。与多层膜相比，理论研究表明，颗粒膜的巨磁电阻效应与磁性颗粒的直径成反比，即与颗粒的比表面积成正比。

与多层膜相比，颗粒膜的优点是制备方便、一致性强、重复性高、价廉、热稳定性佳；其不足之处是由于铁磁颗粒处在超顺磁态，获得 GMR 效应需要非常高的饱和磁场（高于多层膜）。一般认为，这种材料比较适制作磁传感器。

6.3.4 磁性隧道结巨磁阻

磁隧道结巨磁阻多层膜由两层铁磁金属薄膜之间夹入绝缘薄膜构成，即磁性金属 F_1 /绝缘层 (I)/磁性金属 F_2 结构。磁性金属 F_1 与 F_2 通常采用 Fe、NiFe、CoFe、Co 等自旋极化率大的材料，绝缘层多用 Al_2O_3 、 MgO 、 NiO 等材料。

在这种结构中由于两边金属电极为铁磁金属，中间是绝缘层，电阻很大；如果中间层较薄，在一定条件下，根据量子效应，可产生隧穿电流。根据二流体模型，隧道电流与绝缘层两边的铁磁金属的磁化状态有关，因此当两边铁磁金属的磁化强度平行和反平行时隧道电流有很大变化，这种隧道电流变化，称为磁隧道结效应。图 5.1-29 为一个典型的 Fe/ Al_2O_3 /Fe 隧道结，在室温下磁电阻与磁场的关系和磁滞回线。由图 5.1-29 (b) 的磁滞回线可以看到，当磁场大于 $+5 \times 10^{-3} T$ 时，样品磁矩饱和，上下层的磁矩平行，磁电阻 R_s 是低电阻态电阻。当磁场由正向 $10^{-2} T$ 减小到零，再向反方向加磁场到小于 $(1 \sim 2 \times 10^{-3}) T$ 时，上下铁磁层仍保持平行耦合，磁电阻仍为 R_s 。当磁场反方向大于 $(1 \sim 2 \times 10^{-3}) T$ 、小于 $(1 \sim 5 \times 10^{-3}) T$ 时，反向磁场大

于上层铁磁层的矫顽力 H_{c1} ($2 \times 10^{-3} T$)，而小于下层铁磁层的矫顽力 H_{c2} ，因而上层磁矩反向与磁场平行，而下层仍保持与磁场相反的方向。因此上下铁磁层磁矩反平行，呈高电阻态，电阻增加 18%。进一步增大反向磁场，当超过下层铁磁层的矫顽力 H_{c2} ($5 \times 10^{-3} T$) 时，下层铁磁层磁矩方向反转，与外磁场平行，这样又处在低电阻态，电阻为 R_s 。

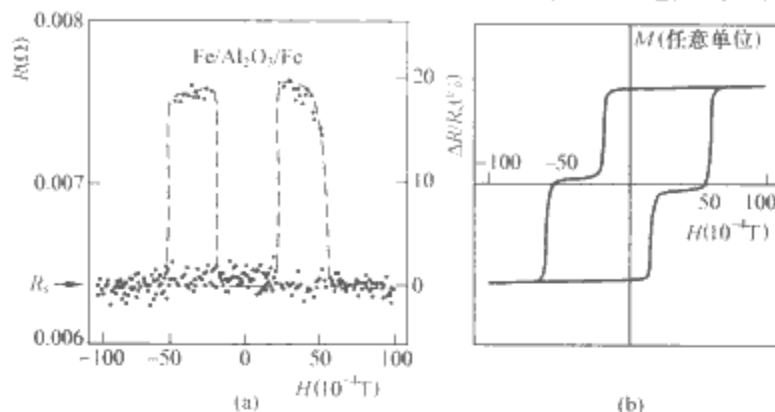


图 5.1-29 100nmFe/ Al_2O_3 /100nmFe 的磁隧道结在室温下的特性曲线
(a) 磁电阻曲线；(b) 磁滞回线

一般自旋阀结构中被非磁性层隔开的一层是硬磁层，其矫顽力大，磁矩不易反转；另一层是软磁层，其矫顽力小，在较小的磁场作用下，就可以自由反转磁矩，使电阻有较大的变化。

如果把一边的铁磁金属的磁化方向钉扎住，另一边的铁磁金属用一通电的导线产生的磁场来控制它的磁化状态，当正向通电流产生的磁场使上层自由铁磁层磁矩与下层钉扎铁磁层磁矩平行时，为低电阻态；反向通电流产生的磁场使上层与下层反平行耦合，呈高电阻态。这样即构成了一个开关器件，也可作为“0”，“1”的信号存储。因此，FM/I/FM 构型原则上可以看作是一种自旋极化滤波器，它只允许一种自旋通过。

典型的磁性隧道结材料有：Fe/ Al_2O_3 /Fe，CoFe/ Al_2O_3 /Co，FeNi/ Al_2O_3 /FeNi 等，目前报道的隧道结的室温巨磁电阻效应约为 18%，但其饱和场远低于多层膜、颗粒膜以及特大磁阻材料钙钛矿化合物。

由于 TMR 低场下灵敏度甚高，在高密度磁读出磁头，新型自旋注入器件，随机存储器以及磁传感器等应用中具有巨大的应用前景，因而引起了广泛的关注。

6.4 庞磁电阻

1993 年，Helmolt 等在 $LaBaMnO_3$ 薄膜中观察到了更巨大的负磁阻效应，其 MR 值可达到 $10^5\% \sim 10^6\%$ ，表明巨磁电阻效应不仅存在于金属、合金样品中，而且还扩展到了氧化物材料。随后的进一步研究发现，掺杂稀土锰氧化物在磁场下的反常输运性质不同于多层金属磁性超晶格样品中的巨磁电阻效应，而是与氧化物高温超导体中电子的强关联和输运相近。掺杂稀土锰氧化物的磁电阻随外磁场变化的现象又称为特大磁电阻效应，并与强关联物理联系在一起。

自 1993 年以来，人们在钙钛矿结构锰氧化物 $Re_{1-x}M_xMnO_3$ (Re 为三价稀土元素，M 为二价替代掺杂元素) 的外延薄膜、单晶以及多晶块材中均观察到了超巨磁电阻效应。

典型的超巨磁电阻材料的分子式为 ABO_3 ，其中 A 为三价稀土离子，B 为 Mn 离子，具有钙钛矿结构。超巨磁电阻效应是在含有稀土元素的过渡族金属氧化物 $Re-M-O$ 中通过二价碱土金属离子 (如 Ca^{2+} ， Ba^{2+} 等) 部分替代三价稀土离子 (如 La^{3+} ， Pr^{3+} 等) 后观察到的。

理想的 ABO_3 钙钛矿为立方结构。在 ABO_3 钙钛矿结构

中,由于A原子比B原子大,使得A-O层与B-O层的原子直径之和有较大差别,故在室温下大部分 ABO_3 型钙钛矿晶体都畸变成正交对称或菱面体对称。稀土原子(Re)位于立方晶胞的顶点,氧原子和B原子分别处在面心和中心的位置,Mn原子处于O原子形成的八面体中。

CMR(庞磁电阻)材料属于强关联材料,即材料中的电子的运动不再是“无牵无挂”,它通过John-Teller^①效应引起晶格畸变,导致Mn-O-Mn之间的交换作用,并与局部的磁性密切相关。

为了解释在掺杂稀土锰氧化物材料中观察到的特大巨磁电阻效应,物理学家们提出了双交换作用模型。没有掺杂的 $LaMnO_3$ 等化合物的晶体结构为有畸变的钙钛矿结构,在掺杂的 $La_{1-x}Ca_xMnO_3$ 化合物中,随着二价元素Ca加入,为了保持原胞的电中性,Mn必须具有三价与四价离子的混合态。当部分 La^{3+} 离子被二价阳离子(Ca^{2+})取代后, Mn^{3+} ($3d^3:t_{2g}^3e_g^0$)和 Mn^{4+} ($3d^3:t_{2g}^3e_g^0$)离子同时出现,部分空的 e_g 轨道被引入。由于 t_{2g} 的能量较低,它与 O^{2-} 的2p轨道重叠很小,3个 t_{2g} 电子形成了局域的 t_{2g} 自旋($S=\frac{3}{2}$),但 e_g 电子态的能量较高,它与 O^{2-} 的2p态之间有较强的杂化,因而 O^{2-} 的一个2p电子可转移到空的 e_g 轨道,同时 Mn^{3+} 的 e_g 电子立刻转移到 O^{2-} ,这一过程使 e_g 电子从 Mn^{3+} 跳跃到 Mn^{4+} 而并不改变系统的能量,由此形成电导。同时巡游 e_g 电子的自旋在每一锰离子位与局域的 t_{2g} 自旋受洪特规则制约必须平行排列,从而导致铁磁性,这即双交换过程。在这一过程中,电子跳跃的几率与各锰离子局域 t_{2g} 自旋的排列密切相关,所以当磁场使氧化物从顺磁性或反铁磁性改变为铁磁性时其电阻率将发生巨大变化,从而导致CMR。

这个导电电子的自旋方向与 M_s 方向相同,故自旋极化度为1。在金属氧化物中,阳离子因被氧离子隔离而无直接的交换作用,但可通过阳离子的激发电子态发生超交换作用,锰离子之间通过这样双交换的耦合程度由磁矩取向和三价与四价锰离子的比例决定。由于电子是局域的,在通常情况下,这类磁有序氧化物具有很高的电阻率。如果磁场使其从顺磁性或反铁磁性变为铁磁性,与此同时氧化物就从半导体的导电性转变为金属性,从而使其电阻率产生高达几个量级的金属-绝缘体相变。

对于 $La_{1-x}M_xMnO_3$ 系钙钛矿结构氧化物,当 x 约为1/3左右时,在一定温度下会发生顺磁-铁磁相变和绝缘体-金属相变,电阻率在相变点出现极大值。这种材料也会在磁场下使相变温度升高和电阻的突然增大,图5.1-30为 $Nd_{0.7}Sr_{0.3}MnO_3$ 薄膜的电阻率在零磁场及8T的磁场作用下 $\Delta R/R \sim T$ 的关系。由图5.1-30可见,磁电阻比超过6个数量级。

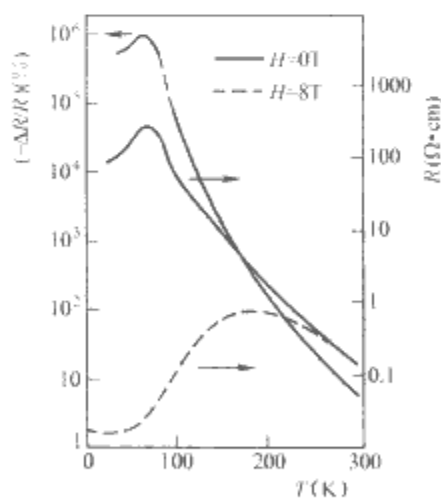


图 5.1-30 $Nd_{0.7}Sr_{0.3}MnO_3$ 薄膜的电阻率和磁电阻随温度的变化

利用双交换模型可以定性地解释掺杂稀土锰氧化物材料的磁学性质和电阻率随掺杂浓度和温度的变化趋势。但是,双交换模型不能完满解释掺杂稀土锰氧化物中的磁电阻效应。目前,尚无统一的理论能可全面的解释所有与CMR相关的实验事实。人们正从理论和实验两个方面开展对掺杂稀土锰氧化物材料中的巨磁电阻效应的研究。

由于CMR是一种磁场导致的相变,要发生特大磁阻效应,要求很高的磁场,使得这一类材料在实用上受到较大的限制。

预计这种特大磁电阻材料可以在自旋晶体管、自旋过滤器和调制器、存储器件、量子信息处理器和量子计算等磁电子器件中获得应用。

7 磁性测量

7.1 磁性测量的基准和方法

7.1.1 磁量具

磁测量和所有其他测量一样,应有几种基本量具作为测量的基准,并且还应有复制和传递量值的基本方法。磁量具可以分成:磁通量具、磁感应量具和磁矩量具。磁性材料的标准试样也是磁量具。

测量恒定磁通的量具是已知线圈常数的磁通线圈和带有测量线圈的永久磁铁。测量交流磁通仅用磁通线圈作为磁量具。磁感应量具有螺线管、组合线圈、电磁铁和永久磁铁。亥姆霍兹线圈是应用最广泛的一种弱磁感应量具。磁矩量具可以用永久磁铁或通有电流的线圈来充当。将永久磁铁做成尺寸比例不同的椭球形或圆柱形,每种形状都有一个确定的磁矩量值。

7.1.2 磁测量的基本方法

磁测量方法按测量原理来区分,大体上可以分为五类:

- (1) 力和力矩法。
- (2) 电磁感应法。
- (3) 磁传输效应法。
- (4) 能量损耗法。
- (5) 基于量子状态变化的磁共振法。

7.2 磁场的测量

磁场测量是磁性测量的重要部分,其内容涉及许多技术领域,如地球物理、天体物理、高能物理以及生物科学等方面。在不同的领域里,被测磁场的强度以及对测量精确度的要求各不相同。

7.2.1 磁通计

磁通计是一种反抗力矩等于零的磁电式仪表。测量中使用它可以直接读取磁通的数值。磁通计实际上就是一个积分运算器,如图5.1-31所示为由具有电感 L 的测量线圈和磁通计组成的闭合回路。测量恒定磁场时,可将测量线圈沿着垂直于被测磁场的轴线移开,或沿垂直于被测磁场的轴线旋转 180° ,前者在磁通计内有一个恒定的电压脉冲,后者则有一个近于正弦而幅值可测量的电压脉冲。被测的磁场强度 H 为

$$H = \frac{C_\Phi \Delta\alpha}{\mu_0 AN} \quad (5.1-39)$$

式中: A 为测量线圈的横截面积; $\Delta\alpha$ 为磁通计指针的偏转

① John-Teller 态效应: 固体内杂质中心周围的原子如取高对称组态,其轨道电子态可能是简并的,如取低对称简并解除,能量较低,称 John-Teller (杨特勒) 态效应。在一些稀土氧化物中,如 $La_{1-x}Ca_xMnO_3$ 中通过离子间的应变为中介的相互作用,会使晶体的对称性降低,简并解除,称 John-Teller 相变。

角； N 为测量线圈的匝数； C_Φ 为磁通计常数。

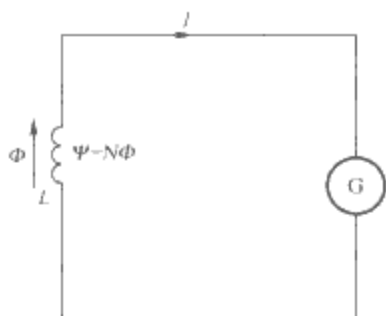


图 5.1-31 磁通计的测量电路

7.2.2 霍尔效应磁强计

霍尔效应磁强计是一种以利用磁场对电流的作用为基础的测量仪器。如图 5.1-32 所示，将一块矩形六面体的载流半导体置于磁场中，若电流的方向与磁场方向垂直，则在电流的横向方向上的两个平面间产生电位差 U_H ，这种现象称为霍尔效应。只要知道了某种材料的霍尔系数，则磁场强度为

$$H = \frac{d}{\mu_0 R_H I} U \quad (5.1-40)$$

在 C. G. S. 单位制中，磁场强度为

$$H = \frac{d}{R_H I} U \times 10^8 \quad (5.1-41)$$

式中： R_H 为霍尔系数； I 为样品中的电流强度； d 为样品的厚度。

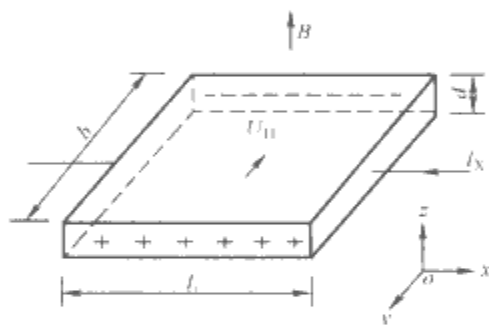


图 5.1-32 霍尔效应原理

7.2.3 核磁共振法测量磁场

核磁共振法是应用原子的核磁矩在直流磁场和交流磁场共同作用时，所发生的共振吸收现象测量磁场的方法。这个方法决定于材料的旋磁比 r ，测量结果与外界因素无关。如果将抗磁性物质的原子核放在强度为 H_0 的恒定磁场中，则原子核磁矩就绕着外磁场方向作自由进动，进动频率由拉莫公式确定

$$\omega_0 = rH_0 \quad (5.1-42)$$

式中： ω_0 为自由进动的角频率； r 为旋磁比。

若在垂直于恒定磁场 H_0 方向的平面内加一个交变磁场 h ，调节其频率，当交变磁场的频率 ω 与自由进动频率 ω_0 一致时，原子核将从交变磁场中吸取能量，出现核磁共振吸收现象。确定共振时交变磁场的频率便可根据式 (5.1-42) 计算磁场强度。

7.2.4 非均匀磁场的测量

在磁场的测量中，被测磁场在空间的分布常常是不均匀的。在磁性测量中，常常用磁场的均匀度来描述磁场的非均匀性，所谓磁场的均匀度就是指一个空间磁场在某一几何尺寸内，各个点的磁场强度与中心磁场强度的相对偏差，这个数值愈小，说明磁场的均匀度愈高。

从原则上来说，只要探头做得非常小而不致于过分降低测量灵敏度的方法，都可以用于非均匀磁场的测量。若要确定某一空间磁场的均匀度，可以绕两个参数完全相同的线

圈，一个置于中心磁场位置，一个置于某一探测点的位置，并且串联反接，在线圈 N_1 中产生的感应电动势为

$$e_1 = - \frac{d\Psi}{dt} = - \mu_0 NA \frac{dH_1}{dt} \quad (5.1-43)$$

在线圈 N_2 中产生的感应电动势为

$$e_2 = - \mu_0 NA \frac{dH_2}{dt} \quad (5.1-44)$$

输出端的感应电动势为

$$e = e_1 - e_2 = - \mu_0 NA \left(\frac{dH_1}{dt} - \frac{dH_2}{dt} \right) = - \mu_0 NA \frac{d\Delta H}{dt} \quad (5.1-45)$$

两线圈串联反接之后的感应电动势正比于两点磁场强度差对时间的微分，利用积分器可以测出此两点磁场强度的差值。

7.3 磁性材料直流磁特性的测量

直流磁性测量，实质上是在直流磁场下对材料磁化曲线和磁滞回线的测量，通过它们进而确定材料的静态技术特性参数。直流磁性测量最常用的方法有冲击法、磁强计法、电动法和感应法。

7.3.1 冲击法测量环形软磁试样的磁特性

(1) 环形试样磁化曲线的测量。在进行测量之前必须在样品上绕制测量绕组和磁化绕组，磁化绕组用细的绝缘导线绕制，测量绕组应直接绕在样品上。如果磁化绕组均匀分布在样品上，则可以按照下式计算环形样品的磁场强度

$$H = \frac{N_1 I}{l_m} = \frac{N_1 I}{2\pi R_m} \quad (5.1-46)$$

式中： l_m 为试样的平均磁路长度； R_m 为试样的平均半径； N_1 为磁化绕组匝数。

磁化曲线的测量，也就是在不同磁场强度 H 下测量相应的磁滞回线顶点的 B 值，如图 5.1-33 所示。

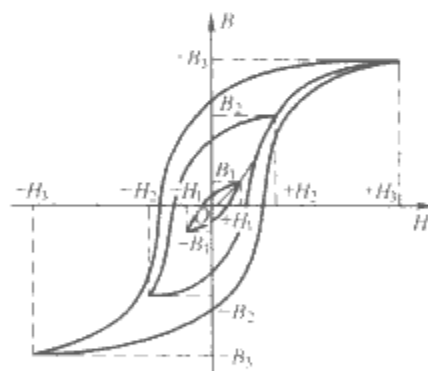


图 5.1-33 磁化曲线的测量原理

(2) 磁滞回线的测量。与磁化曲线测量类似，磁滞回线上各点的测量，是以饱和值 B_m 和 H_m 所对应的 A 点为参考点，从第一象限至第三象限逐点求得的，如图 5.1-34 所示。通过测量磁化曲线的方法求得 A 点，并计算 B_m 值。

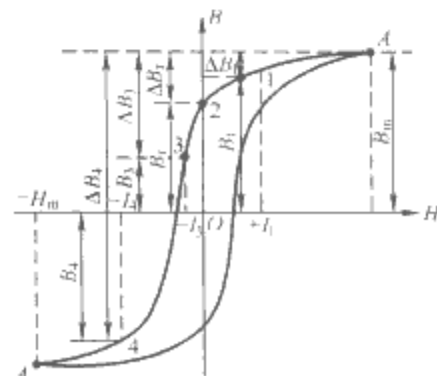


图 5.1-34 磁滞回线的测量原理

7.3.2 片状软磁试样的磁特性冲击法测量

片状软磁试样的磁特性测量使用磁导仪。常用的磁导仪有两种结构，即单轭型和双轭型。测量时线圈被分为两组：一组绕在试样上，测量磁感应强度 B ，另一组放在样品表面测量内磁化场 H_i 。试样的磁化强度为

$$H = \frac{NI}{l} \left[1 - \left(\frac{2l_1}{l} + \frac{2\delta S' \mu}{l S''} + \frac{l S' \mu}{l \mu_1 S''} \right) \right] \quad (5.1-47)$$

式中： S' 为试样的截面积； S'' 为磁轭和试样之间气隙的截面积； S''' 为磁轭的截面积； μ 及 μ_1 为试样及磁轭的磁导率； N 为磁化线圈的匝数； I 为磁化电流。

磁感应强度 B 可以由绕在试样上的测量线圈测出。试样的内磁场则可以采用放在矩形截面试样表面的扁平线圈来测量，如图 5.1-35 所示。

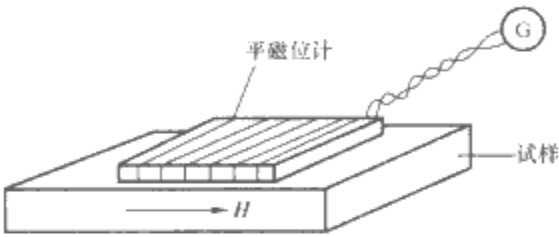


图 5.1-35 平磁位计测量试样的内磁场

7.4 永磁材料磁特性的测量

永磁材料的磁特性，是通过测量磁滞回线的退磁曲线部分而得到，主要参数有剩磁感应强度 B_r 、矫顽力 H_c 以及最大磁能积 $(BH)_{max}$ 。

利用冲击法测量一般永磁材料。在测量永磁材料时，试样一般都是短而粗的圆柱体，并且需要大的磁化场测试时必须使用强磁场磁导仪或电磁铁，与试样构成闭合磁路。试样的端面必须与磁导仪或电磁铁的极头紧密结合，尽可能做到没有任何气隙。否则试样端面将产生表面磁荷，在试样内部产生退磁场。通常，用于永磁材料测试的是一种地峡形双轭磁导仪，如图 5.1-36 所示。对于圆柱形试样，可以采用多个同轴、匝数相等的线圈，使它们之间两两串联反接。分别测出它们之间空隙的平均磁场，然后外推到试样表面。

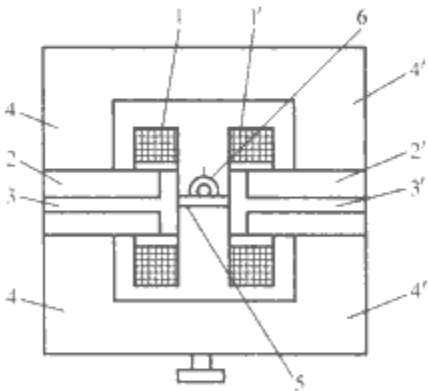


图 5.1-36 地峡形双轭磁导仪
1、1'—磁化线圈；2、2'—磁极；
3、3'—T型极头；4、4'—磁轭；
5—试样；6—磁位计

先在样品的中间部位绕上测量线圈 N_B ，线圈与冲击电流计组成一个闭合回路，当磁化电流变化方向时，磁场也改变方向，从 $+H$ 到 $-H$ ，相应的磁感应强度从 $+B$ 到 $-B$ ， B 在坐标轴上的变化为 $2B$ 。如图 5.1-37 所示，这时磁感应强度为

$$B_m = \frac{C_{\Phi B} a_m}{2AN_B} \quad (5.1-48)$$

分别测量退磁曲线中各点的磁感应强度，作图可得材料的退磁曲线，外磁场为零时对应的磁感应强度则为材料的剩磁 B_r ， B 为零时的反向磁场就是矫顽力 H_c 。最大磁能积可根据测出退磁曲线，用作图法求出，如图 5.1-38 所示，在 H_c 点作纵轴的平行线和在 B_r 点作横轴的平行线，两线相交于 P 点，从 P 点向坐标原点 O 作直线 OP ， OP 线与退磁曲线的交点 D 处的 B_d 、 H_d 的乘积即为 $(BH)_{max}$ 。

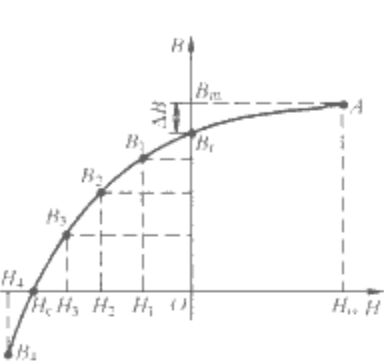


图 5.1-37 退磁曲线的测量原理

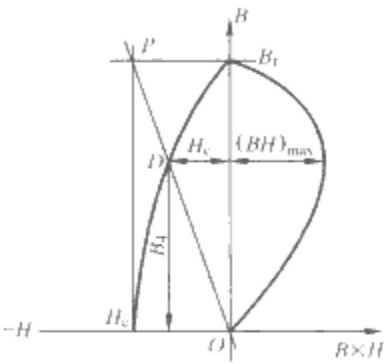


图 5.1-38 作图法计算最大磁能积

7.5 $M-H$ 曲线的测量

前面的测量方法，都是利用磁通的变化来确定 $B-H$ 曲线，这种对于一般材料来说是非常适用的，但是对于高内禀矫顽力材料，则难于得到对称的磁滞回线。这时宜通过测量材料的 $M-H$ 曲线求得 $B-H$ 曲线。

7.5.1 环形样品

取一个与样品尺寸完全相同的非磁性环，在样品环和非磁性环上绕有匝数相同的磁化线圈 N_1 和测量线圈 N_2 。两组 N_1 串联反接，如图 5.1-39 所示，则有

$$U = K \mu_0 \frac{dM}{dt} \quad (5.1-49)$$

式中： $K = N_2 A_c$ ， A_c 为试样的有效横截面积， U 为总的输出电压。

应用积分式测量仪表或电子积分器可以直接测量试样的磁化强度。如果使磁化电流按一定规律变化，则可得到 $M-H$ 曲线。

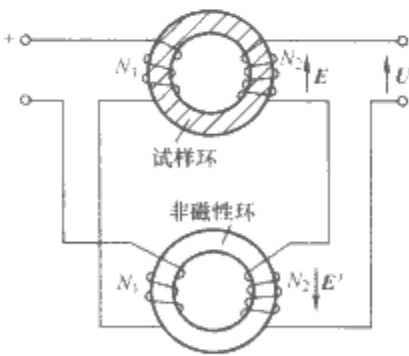


图 5.1-39 环形样品 $M-H$ 曲线测量原理

7.5.2 开启磁路试样

采用开启磁路试样进行磁测量是将样品放在螺线管中磁化，这是测量磁化强度常用的方法。但是环形试样不可能建立大于 $(1.5 \times 10^4 \sim 2.0 \times 10^4) A/m$ 的磁场，因而不能进行高场测量。在测量时常采用四绕组线圈法，如图 5.1-40 所示。如果以 C 代表样品的截面积，以 A_1 和 n_1 代表第一组线圈的截面积和匝数，以 A_2 和 n_2 代表第二组线圈的截面积和匝数……，如果这四组线圈同轴绕制，则样品磁化时，磁通量的变化作用在四组线圈上。则 M 的计算公式为

$$M = \frac{C_\Phi \cdot \Delta\alpha}{\mu_0 2A(n_2 - n_4)} = \frac{C_\Phi \cdot \Delta\alpha}{2\mu_0 AN} \quad (5.1-50)$$

式中： N 为 M 测量线圈的有效匝数， $N=n_2-n_4$ 。
内磁场为

$$H_i = \frac{C_\Phi \cdot \Delta\alpha}{2\mu_0 n(A_1 - A_3)} \quad (5.1-51)$$

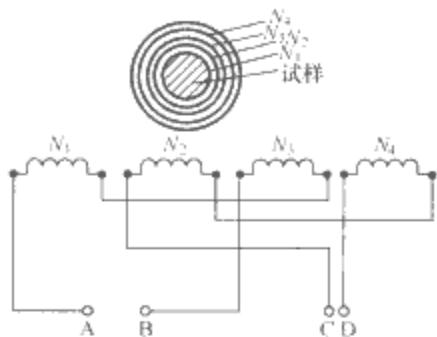


图 5.1-40 四绕组线圈

7.5.3 稀土永磁的测量

稀土永磁具有非常高的矫顽力和非常大的磁能积。但由于难以将它磁化到饱和，致使测量误差很大。目前比较适用的方法是在强磁场下磁化样品，然后用磁化特性自动记录装置测量 MH 曲线，从而求得 $B-H$ 曲线。

试样为有限长圆柱体，置于电磁铁中磁化，用探测线圈测量磁场强度 H 。用同轴或非同轴串联反接的双线圈测量磁化强度 M 。图 5.1-41 示出了它们在电磁铁中的安放位置。非同轴串联反接双线圈中的测量线圈和虚设线圈的横截面积和匝数的乘积必须相等。同轴串联反接线圈中的内、外线圈的横截面积和匝数的乘积必须相等。

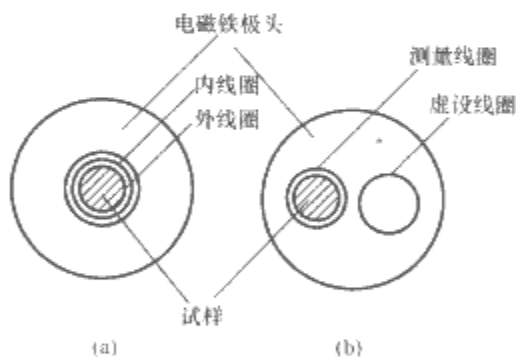


图 5.1-41 M 测量线圈示意图

(a)同轴串联反接双线圈；(b)非同轴串联反接双线圈

测量时，首先将试样磁化饱和，然后放入测量线圈的电磁铁中，保证试样的端面与磁极端面之间没有气隙。磁场测量线圈应靠近样品。为了得到正确的退磁曲线，还应利用测量用电磁铁沿着试样的磁化方向再磁化样品。

7.6 振动样品磁强计(VSM)

振动样品磁强计，由弗尼尔(S. Foner)首先提出。近年来由于锁相放大技术在振动样品磁强计中的应用，大大提高了振动样品磁强计的灵敏度和扩大了使用范围。振动样品磁强计，可以测量磁化强度的范围为 $10^{-8} \sim 10^{-9} \text{ A} \cdot \text{m}^2$ ($1 \text{ A} \cdot \text{m}^2 = 10^3 \text{ emu}$)，在实验室内精确可达 $10^{-10} \text{ A} \cdot \text{m}^2$ 。图 5.1-42 是振动样品磁强计的简单示意图。将各向同性的小球样品置于均匀磁场中，球体在外磁场的方向上均匀磁化。如果样品的尺寸远小于样品到检测线圈的距离，则可以把小球样品近似认为是一个磁矩为 m 的磁偶极子，这个磁矩在数值上等于球体中心的总磁矩。而球本身所产生的磁场

则可等效于这个磁偶极子取平行于磁场方向所产生的磁场。

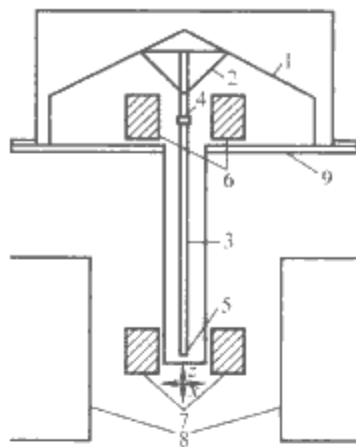


图 5.1-42 振动样品磁强计示意图

1—传感器；2—锥形纸环支架；3—空心螺杆；
4—参考样品；5—被测样品；6—参考线圈；
7—检测线圈；8—磁极；9—金属屏蔽箱

将一个轴向与 x 轴平行的小线圈固定放置于样品球附近。当样品沿 x 轴方向在坐标原点附近作小幅度振动时，则

$$M_s = \left(\frac{E'_s}{E'_c} \right) \left(\frac{D_c^3}{D_s^3} \right) M_c \quad (5.1-52)$$

式中： D_c 和 D_s 分别为定标球和样品的直径； E'_s 和 E'_c 为样品线圈和参考线圈的感应电压； M_s 为参考样品的饱和磁化强度。

由式(5.1-52)可以看出：检测线圈中的感应电压，与样品的饱和磁化强度 M_s 成正比，如果保持振动幅度和频率不变，则感应电压的频率就是一个定值。这就为测量提供了许多有利条件。振动样品磁化强度具有高的灵敏度，可以测量微小样品。由于没有零点漂移，可以进行长时间的测量，因此可以测量随温度变化的磁特性。

7.7 磁性材料本征特性的测量

磁性材料的本征磁性参数包括饱和磁化强度 M_s 、居里温度 θ_c 、磁晶各向异性常数 K 及磁致伸缩系数 λ 。这些参数仅与材料的化学成分和晶体结构有关，与晶粒的大小、取向以及应力分布等结构因素无关。

7.7.1 饱和磁化强度 M_s 的测量

饱和磁化强度 M_s 的测量，无论对于什么类型的磁性材料，都是属于高磁场下的测量。测量饱和磁化强度的方法很多，测量方法根据原理的不同可分为：冲击电流计法；磁秤法；振动样品磁强计法；微波方法。

7.7.1.1 冲击电流计法测量饱和磁化强度 M_s

应用冲击电流计测量饱和磁化强度 M_s ，其实就是在高磁场下用冲击法测量技术磁化曲线。在前面已经讨论过冲击电流计法测量材料的磁化曲线，将这个方法加以适当改进就可以测量饱和磁化强度 M_s 。

7.7.1.2 磁秤法测量比饱和磁化强度 σ_s

磁秤法是根据磁性物质在非均匀磁场中的受力原理来确定比饱和磁化强度 σ_s 。使用这种方法可以在不同温度下进行测量，从而可确定比饱和磁化强度随温度的变化规律以及居里温度。

设一小球样品处在非均匀磁场中，若样品的比饱和磁化强度为 σ_s ，质量为 m ，则样品在此非均匀磁场内沿任意轴向 $\alpha(\alpha=x, y, z)$ 所受的力为

$$F_\alpha = \mu_0 \sigma_s m \frac{\partial H}{\partial \alpha} \quad (5.1-53)$$

如果磁场不均匀受力只表现在与磁场垂直的 z 方向，则

$$F_z = \mu_0 \sigma_s m \frac{\partial H}{\partial z} \quad (5.1-54)$$

只要能测出试样所受的力 F_z 和磁场梯度 $\frac{\partial H}{\partial z}$, 就可以测量样品的比饱和磁化强度 σ_s 。

7.7.2 居里温度的测量

磁性材料的磁特性随温度的变化而改变, 当温度上升到某一温度时, 铁磁性材料或亚铁磁性材料就由铁磁状态或亚铁磁状态转变为顺磁状态, 这个温度就称为居里温度, 以 θ_i 表示。常用的测定居里温度的方法, 大致有以下几种:

(1) 测定饱和磁化强度 M_s 和温度 T 的关系曲线, 确定居里温度。

(2) 感应法测量居里温度。

(3) 测定起始磁导率 μ_i 与温度 T 的关系曲线, 确定居里温度。

(4) 测量磁电阻效应, 电阻为极大值的温度即为居里温度。

(5) 测量电阻的温度系数, 电阻温度系数为极大值的温度即为居里温度。

7.7.2.1 测量 M_s-T 曲线确定居里温度

从物质的磁性来看, 通过测量 M_s-T 曲线而确定居里温度是比较科学的方法, 因为 M_s 只与物质的本征特性有关。从 M_s-T 曲线斜率最大点作直线与温度轴相交, 其交点就是居里温度。

7.7.2.2 利用 μ_i-T 曲线确定居里温度

当磁性材料在接近居里温度时, 其起始磁导率 μ_i 达到极大值, 测量不同温度下的起始磁导率, 画出 μ_i-T 曲线, 曲线峰值所对应的温度就是居里温度。

7.7.3 磁各向异性常数的测量

磁性材料的磁各向异性包含磁晶各向异性和感生各向异性, 磁各向异性常数的测量方法有以下几种:

- (1) 单晶磁化曲线测定方法。
- (2) 转矩磁强计法。
- (3) 旋转样品磁强计法。
- (4) 铁磁共振法。
- (5) 多晶磁化曲线趋近饱和定律检测法。
- (6) 多晶奇点检测法。

本节只介绍(1)和(5)常用的两种方法, 其他方法请参见相关磁性测量的文献。

7.7.3.1 单晶磁化曲线确定磁晶各向异性常数

沿单晶的不同晶轴方向有不同的磁化曲线, 因而磁场所做的磁化功也不同。对立方体晶体而言, 设磁场所做的磁化功为

$$W_{(hkl)} = - \int_0^{M_s} \mu_0 H dM \quad (5.1-55)$$

$W_{(hkl)}$ 为在 $[hkl]$ 方向上可逆地磁化到饱和所需的磁化功, 它的数值等于磁化曲线与 M 坐标轴间所包围的面积。假定这里的磁化功全部用来增加晶体的磁晶各向异性的密度。则磁晶各向异性能为

$$F_{K,[hkl]} = W_{[hkl]} \quad (5.1-56)$$

沿 $[100]$ 轴磁化到饱和以后, 则磁晶各向异性常数可表示为

$$\left. \begin{aligned} K_0 &= F_{K,[100]} \\ K_1 &= 4(F_{K,[110]} - F_{K,[100]}) \\ K_2 &= 27(F_{K,[111]} - F_{K,[100]}) - 36(F_{K,[110]} - F_{K,[100]}) \end{aligned} \right\} \quad (5.1-57)$$

7.7.3.2 多晶磁化曲线测定磁晶各向异性常数

在强磁场下, 铁磁体或亚铁磁体的磁化过程由趋近饱和定律来描述。

$$M = M_m \left[1 - \frac{a}{H} - \frac{b}{H^2} - \cdots + \chi_p H \right] \quad (5.1-58)$$

式中: $M_m = M_s(1 - p_{\text{eff}})$, p_{eff} 为多晶样品的空隙度, 即样品中所有非磁性物质所占体积的百分数; M_s 为致密不含非磁性物质的磁化强度; M_m 为多晶样品的视在磁化强度, 最后一项为在更高磁场下顺磁过程对磁化强度的贡献, 可以忽略; a 为磁硬度系数, 与空气隙及非磁性夹杂物所产生的内应力、位错有关; b 是与磁化矢量的转动过程有关的常数, 在强磁场中, 磁化过程是外磁场克服磁晶各向异性使磁化矢量转动的过程, 所以 b 直接与磁各向异性有关。对于立方晶体, b 为

$$b = \frac{8}{105} \frac{K_1^2}{\mu_0^2 M_s^2} \quad (5.1-59)$$

首先测出在不同磁场下的磁化强度 M , 然后作出 $M \sim \frac{1}{H^2}$ 曲线, 再外推至 H^2 为零的地方, 在曲线纵轴上定出 M_m , 由斜率定出 b 。对于金属及合金磁性材料, 可以认为 $M_m \approx M_s$, 可直接将 b 和 M_m 代入式(5.1-59), 求出 K_1 。

7.7.4 磁致伸缩系数的测量

磁致伸缩系数是表征磁性材料由于磁化状态发生变化而引起弹性变形的参量。这个参量的测量可以归结为对微小形变的测量。磁致伸缩系数的数值一般都很小, 在 $10^{-7} \sim 10^{-4}$ 范围之内。较早的测量方法是某些光学杠杆或干涉技术。目前, 使用带分度的电阻应变计可以方便地测量线磁致伸缩, 采用膨胀计可以测量体磁致伸缩。三端电容测量可以测量单晶小球样品的磁致伸缩。

7.7.4.1 光学杠杆法

这是一种利用机械杠杆和光杠杆放大微小形变的方法。通过机械-光杠杆系统把线状样品的长度改变量 Δl 转换为光杠杆的光点移动。图 5.1-43 是一种机械-光杠杆装置的结构简图。样品采用线度比大于 250 的细棒, 两端固定在支杆 a, b 上, 放置在能产生 $8 \times 10^4 \text{ A/m}$ 以上场强的螺线管中的均匀磁场区域, 并与螺线管的轴线重合, 样品下端的支杆 b 借助刀口 O' 与杠杆 A 相连, 刀口 O' 与固定点 O 相距 x' , O 点也是刀口的接触点, 杠杆的自由端 F 与 O 点相距 x , 自由端 F 上有一绕过杆 C 的细线, 线上悬一砝码 P , 杆 C 是带有反射小镜 M 的转轴 B 的一部分, 砝码 P 的作用是使线适当拉紧, 以防止线在杆 C 上滑动。小镜 M 与位于其正前方的灯和标尺组成读数系统。

当样品沿轴线磁化, 其长度改变 Δl 时, 杠杆 A 的自由端 F 发生微小位移 Δy , 这种移动通过绕在杆 C 上的细线使

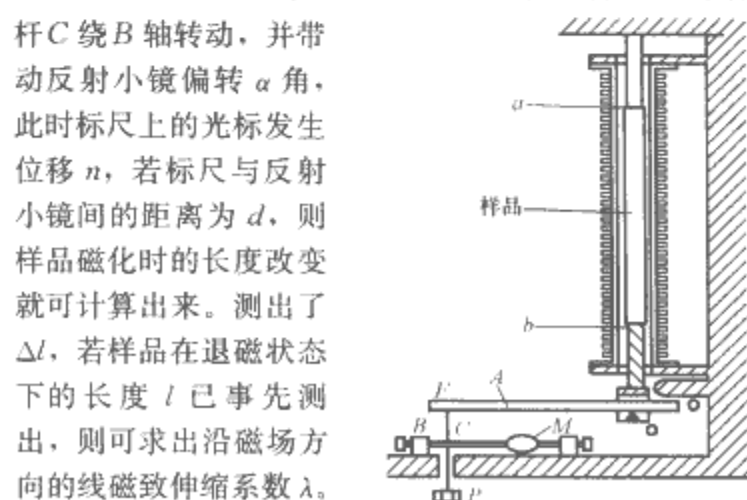


图 5.1-43 光学杠杆装置示意图

的步骤改变磁场强度，就可测出与磁化曲线相应的磁致伸缩曲线 $\lambda(H)$ 。若磁场强度足够强，并能使 λ 与 $1/H$ 满足线性关系，则用外推法可以确定饱和磁致伸缩系数 λ_s 。

7.7.4.2 干涉仪法

用光学干涉仪法比上面的方法具有更高的灵敏度，图 5.1-44 为干涉法测量磁致伸缩的示意图。光束从光源 s 透过棱镜 2 射到反射镜 3 上，然后经过反射镜及棱镜 2 的反射面射向目镜 1。光束还从光源 s 通过棱镜 2 和物镜 5 射向固定样品一端的小镜 6 上，被小镜 6 反射，透过棱镜也射向目镜 1。被镜 3 和镜 6 所反射的两束光线具有光程差，因而产生干涉现象。当铁磁棒的长度变化 Δl 时，就会产生干涉带的移动。如果已知单色光源的波长以及所移动的干涉带的数目 n ，那就可以测出磁致伸缩的大小，其 λ 为

$$\lambda = \frac{\Delta l}{l} = \frac{n}{2lv} \tag{5.1-60}$$

式中： v 为单色光的频率； l 为样品的长度。

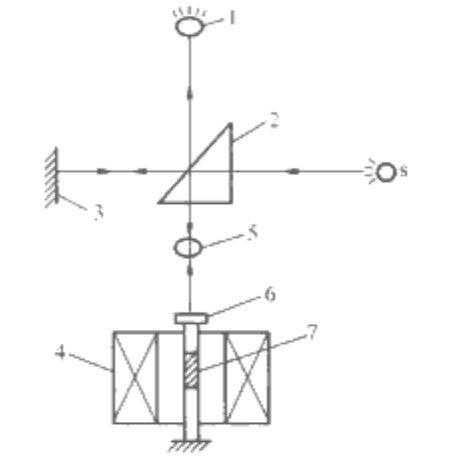


图 5.1-44 干涉法装置示意图
1—目镜；2—棱镜；3—反射镜；4—电磁铁；5—物镜；6—小镜；7—样品

7.7.4.3 形变电阻法

将形变电阻固定在样品上，当样品被磁化而发生变形时，形变电阻的电阻值也随之发生变化，通过对电阻的测量就可确定磁致伸缩的数值。形变电阻丝电阻的相对变化与长度的相对变化成正比

$$\frac{\Delta R}{R} = K \frac{\Delta l}{l} \tag{5.1-61}$$

式中： K 为形变电阻的灵敏系数。

7.8 磁性材料交流磁特性的测量

7.8.1 交流磁化曲线和磁滞回线的测量

7.8.1.1 伏安法测交流磁化曲线

磁性材料在低频大磁通下的峰值磁感应强度 B_m 与峰值磁场强度 H_m 之间的关系曲线是反映材料性能的重要曲线之一。用电压表、电流表测量交流磁化曲线是最简单的方法，其线路原理如图 5.1-45 所示。图中 N_1 为磁化线圈， N_2 为测量线圈， E_A 为交流电源，其幅度可调。磁化绕组 N_1 中的电流有效值 I 用安培计 A 测量。

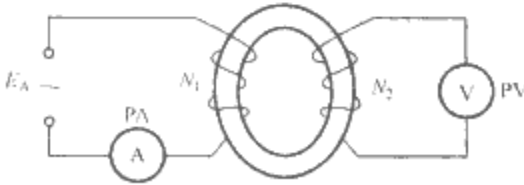


图 5.1-45 伏安法测交流磁化曲线原理

在正弦波情况下，样品中的峰值磁场强度可用下式计算

$$H_m = \frac{N_1 I \sqrt{2}}{l_c} \tag{5.1-62}$$

样品中的峰值磁感应强度为

$$\bar{E} = 4N_2 A_e f B_m \tag{5.1-63}$$

\bar{E} 可以通过并联在 N_2 两端的整流式电压表 PV 来测量。

在不同的磁化电流下，由式(5.1-61)和式(5.1-62)可确定相应的 H_m 与 B_m 值。从而可以描绘交流磁化曲线。利用这一曲线，可得到每一磁化电流下的振幅磁导率 μ_0 。

7.8.1.2 示波器法测量交流磁滞回线

示波器法已广泛地用于在宽的频率范围内(10Hz~100kHz)直接观察和摄取铁磁试样的磁滞回线。在许多情况下，也用这种方法对磁滞回线的参数进行定量测量。既可用环形试样，也可用开启磁路试样测量。把与流经样品绕组的磁化电流瞬时值成正比的电压加到示波器 x 轴上，通过 $R-C$ 积分器，把与样品中的磁感应强度瞬时值成正比的电压加到示波器的 y 轴，在示波器的屏上就能显示出磁滞回线的图形。

如果要从示波器所显示的磁滞回线上确定磁性参数，还必须对示波器 x 轴和 y 轴定标。用示波器法测量磁滞回线时，常常不能得到无失真的磁滞回线。下面的两种原因都可以使磁滞回线畸变。由于 B 道和 H 道的放大器和积分器没有足够的频带宽度，以至对基波和高次谐波电压不能同时进行线性放大，其结果是合成波发生畸变。另一原因是 B 道电路中有电感和电容元件，当 B 信号通过此电路之后，就不能维持样品内部 B 和 H 之间原有的相位关系，而发生相角误差。

7.8.2 磁损耗的测量

交变磁场中，磁性材料被反复磁化所消耗的功率，是标志材料品质的重要交流特性之一。交流磁滞回线的测量方法原则上可以用来测量磁损耗。对于低频大磁通的情况，功率表法是一种广泛应用的测量方法。对于音频乃至更高频率的大磁通情况，电桥法、谐振法、电子功率表法都是可以应用的方法。

功率表法测量磁损耗只适于在工频或低频下测量。测量时，片状样品分成四束，构成闭合磁路的四个边，初级线圈 N_1 和次级线圈 N_2 各由相等的四个线圈串联而成。整个装置叫做双绕组艾普斯坦仪。作为一种标准，应该规定合适的样品尺寸。25cm 艾普斯坦仪的样品尺寸为 280mm×30mm。而艾普斯坦仪的参数为：频率为 50Hz 时， $N_1 = N_2 = 880$ 匝；频率为 400Hz 时， $N_1 = 440$ 匝， $N_2 = 220$ 匝。测量原理如图 5.1-46 所示。

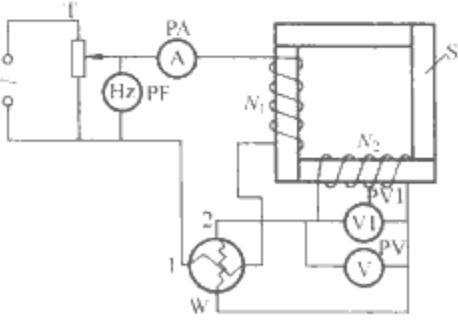


图 5.1-46 功率表法测量磁损耗的原理示意图

应用上述测量电路可得材料的磁损耗

$$P = \left(I_1 U_2 \cos \varphi \frac{N_1}{N_2} - \frac{U_2^2}{r} \right) \left(1 + \frac{r_2}{r} \right) \tag{5.1-64}$$

式中： r_2 为线圈 N_2 的铜电阻； r 为两个电压表和功率表电

压端内阻的并联电阻； $\cos\varphi$ 为 I_1 与 U_2 相角差的余弦； I_1 、 U_2 为电流和电压基波的有效值。

7.8.3 高频复数磁导率的测量

软磁材料大都用于制作电路中电感元件或变压器的磁心，其复数磁导率由电路参数确定。磁心线圈在交流电路里可以等效成一个电感与电阻的并联，也可以等效成一个电感与电阻的串联。这两种等效法虽说是任意的，并且都可用来计算复数磁导率，但是，由串联电路计算的串联复数磁导率并不等于由并联电路计算的并联复数磁导率，一般所说的磁导率都是指串联磁导率，只有在特殊情况下才使用并联磁导率。高频复数磁导率的测量常采用谐振法。

7.9 微波频率下旋磁材料物理量的测量

旋磁材料在微波频率下所表现出的物理特性，是以铁

磁共振为基础的旋磁特性。在稳恒磁场和其他任意方向的交变磁场的同时作用下，其磁导率具有张量的性质。因此旋磁材料的磁特性就有着不同于其他磁性材料的特征参数。张量磁导率(或磁化率)包括频散(实数)和吸收(虚线)部分，故在饱和磁化情况下，应该测量对角分量 μ' 、 μ'' 和非对角分量 K' 、 K'' 。但在铁磁共振实验中，只须测定 μ'' 与恒磁场 H 的关系。在共振区内，铁磁共振弛豫损耗的作用用共振线宽 ΔH 来表示，亦称一致共振线宽。在高功率微波场作用下，不但会激发波数 $k=0$ 的一致共振，而且还会激发 $k>0$ 的自旋波，相应于 $k>0$ 的自旋波弛豫损耗用自旋波线宽 ΔH_k 表示。

微波频率下旋磁材料复数介电常数 ϵ_r 、铁磁共振线宽 ΔH 以及有效朗德因子 g 常采用传输式矩形谐振腔进行测量。

第2章 绝缘材料

1 电介质的极化

1.1 电介质的极化过程和极化强度

电介质的极化理论是建立在偶极子概念基础上的。

1.1.1 电偶极矩及其在电场作用下受到的力矩

电偶极子是指由等量正、负电荷不对称分布而形成电偶极矩的分子。若正、负电荷中心的距离为 l ，矢径 l 的方向规定为从负电荷指向正电荷，则电荷 q 与 l 的乘积定义为电偶极矩。电偶极矩是一个矢量，用 μ 表示

$$\mu = ql \quad (5.2-1)$$

电偶极矩是表征电偶极子性质的物理量，在 SI 单位制中的单位是 $C \cdot m$ 。常用 D(德拜)作为单位， $1D = 3.33 \times 10^{-30} C \cdot m$ 。

在外电场作用下，电偶极矩将受到力矩的作用。如图 5.2-1 所示，在均匀外电场 E 中，偶极子的正、负电荷受到的电场力分别为

$$F_1 = F_2 = F = qE \quad (5.2-2)$$

由于 F_1 和 F_2 的大小相等，方向相反，电偶极子受到力矩为

$$M = Fl \sin \theta = qEl \sin \theta = \mu E \sin \theta \quad (5.2-3)$$

写成矢量形式，为

$$M = \mu \times E \quad (5.2-4)$$

式中： θ 为电偶极矩 μ 与 E 方向之间的夹角。

在力矩 M 作用下，电偶极矩将转向外电场 E 的方向，如果没有其他力的作用， μ 将转到与 E 的方向一致，力矩 M 等于零，达到稳定平衡。当 μ 与 E 的方向相反时为不稳定平衡。

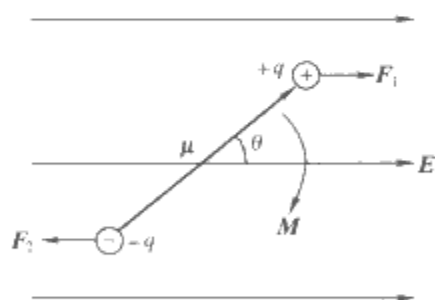


图 5.2-1 在均匀外电场中的电偶极矩

1.1.2 电介质的极化过程

根据电偶极矩，电介质可分为非极性电介质、极性电介质和离子性电介质。在外电场作用下，无论哪一种电介质均会产生极化。这是电介质在电场作用下的一个基本特性。极化是电介质在外电场作用下，其内部沿电场方向出现宏观偶极矩，表面出现束缚电荷。

例如，当没有外电场时，极性电介质中分子的正、负电荷中心不重合，即分子具有固有偶极矩，但是分子的不规则热运动使分子在各个方向分布的几率相等，宏观偶极矩等于零。当施以外电场时，除了分子正、负电荷中心的相对弹性位移以外，分子的固有偶极矩受到电场力矩的作用，趋于转向外电场方向。但由于分子自身的热运动，不能使所有分子

都沿外电场方向整齐地排列起来，这时介质内部沿电场方向的宏观电偶极矩不等于零。由于该宏观偶极矩是在外电场作用下感应产生的，故称为感应偶极矩。另外，在电介质表面还会出现极化电荷。极化电荷与极板上的自由电荷极性相反，不能自由移动，又称为束缚电荷。如图 5.2-2 所示。

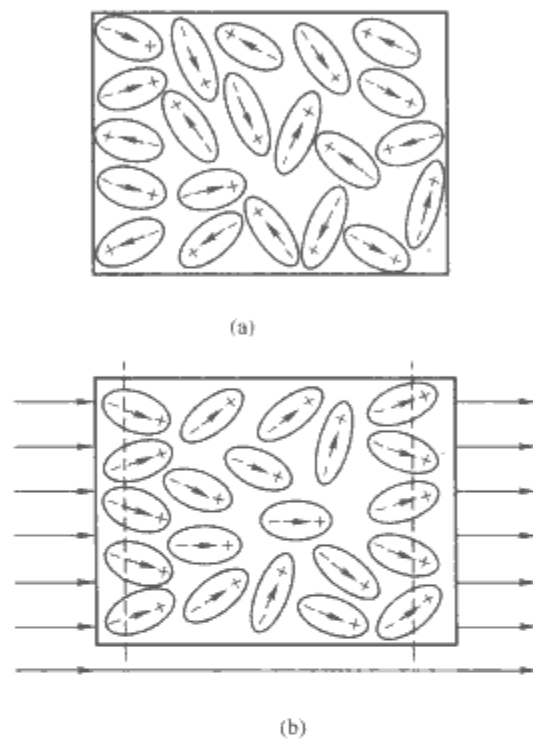


图 5.2-2 极性电介质的极化

(a) 无外施电场时；(b) 外施电场时

1.1.3 极化强度

极化强度矢量是单位体积电介质内沿电场方向的电偶极矩总和，即

$$P = \frac{\sum \mu_i}{\Delta V} \quad (5.2-5)$$

式中： $\sum \mu_i$ 为小体积元 ΔV 内沿电场方向感应偶极矩之和。

因为极化强度 P 是介质小体积元 ΔV 内大量分子沿电场方向感应偶极矩的平均值，所以 P 是一个宏观物理量，其值与外加电场有关。根据静电场理论，在各向同性的线性介质中，极化强度 P 与宏观电场强度 E 成正比，即

$$P = \epsilon_0 (\epsilon_r - 1) E \quad (5.2-6)$$

式中： ϵ_0 为真空介电常数， $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} F/m$ ； ϵ_r 为电介质的相对介电常数。

式(5.2-6)建立了电介质极化的宏、微观参数之间的联系，极为重要。

1.2 电介质极化的宏观参数及其与微观参数的关系

1.2.1 电介质的介电常数

介电常数是表征电介质极化的宏观参数。对于均匀各向同性电介质， ϵ_r 定义为

$$\epsilon_r = \frac{D}{\epsilon_0 E} \quad (5.2-7)$$

式中： D 、 E 分别为电介质中电通密度、宏观电场强度。

相对介电常数还定义为电容器充以某电介质时的电容量 C 与真空时电容量 C_0 的比值, 因此相对介电常数又称为电容率, 即

$$\epsilon_r = \frac{C}{C_0} \text{ 和 } \epsilon_r = \frac{C}{C_0} = \frac{\sigma}{\sigma_0} \tag{5.2-8}$$

因此, ϵ_r 在数值上等于充以介质后极板上自由电荷面密度 σ 与真空时极板上自由电荷面密度 σ_0 的比值。可见, ϵ_r 是一个相对量, 是大于 1 的纯数; 绝对介电常数 $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$, 单位为 F/m 。在工程中, 材料通常用相对介电常数 ϵ_r 来描述, 为了便于叙述, 简称为介电常数。

1.2.2 电介质极化的宏观、微观参数的关系

根据极化强度 P 的定义, 当电介质中每个分子沿电场方向的感应偶极矩为 μ 时, 则有

$$P = N\mu \tag{5.2-9}$$

式中: N 为单位体积电介质的分子数。

可以认为分子的感应偶极矩 μ 与作用于分子的电场强度 E_i 成正比, 即

$$\mu = \alpha E_i \tag{5.2-10}$$

式中: 比例常数 α 称为分子极化率。

根据式(5.2-6)、式(5.2-9)和式(5.2-10), 电介质极化的宏、微观参数的关系为

$$P = \epsilon_0 (\epsilon_r - 1) E = N\alpha E_i \tag{5.2-11}$$

进一步写成

$$\epsilon_r - 1 = \frac{N\alpha E_i}{\epsilon_0 E} \tag{5.2-12}$$

式(5.2-12)建立了电介质极化的宏观参数 ϵ_r 与分子微观参数(N 、 α 、 E_i)的关系, 称为克劳休斯(Clausius)方程。作用在分子上的电场强度称为有效电场强度或内电场强度 E_i , 一般不等于介质中的宏观平均电场强度 E 。

1.3 电介质极化的基本形式及其微观机理

电介质极化的微观机理可以归结为五种基本形式, 即电子位移极化、离子位移极化、转向极化、热离子极化和界面极化(在交变电场下的电介质部分介绍), 下面分别进行讨论。

1.3.1 电子位移极化及电子极化率

在外电场作用下, 电介质中的原子或离子中的外围电子云相对原子核发生弹性位移而产生感应偶极矩的现象, 称为电子位移极化。它普遍存在于各种电介质中, 建立或消失的时间极短, 约为 $10^{-16} \sim 10^{-15} s$ 。它的自然振动频率在光频范围, 又称为光极化。

根据式(5.2-10), 电子位移极化产生的感应偶极矩 μ_e 与有效电场 E_i 为

$$\mu_e = \alpha_e E_i \tag{5.2-13}$$

式中: α_e 为电子极化率。采用简化原子结构模型进行计算, 得到电子极化率为

$$\alpha_e = 4\pi\epsilon_0 a^3 \tag{5.2-14}$$

式中: a 为原子或离子半径。

原子半径 a 的数量级一般为 $10^{-10} m$, 估算得出 α_e 的数量级约为 $10^{-40} F \cdot m^2$ 。表 5.2-1 列出惰性气体的电子极化率实测值, 它们随原子半径增加而增大, 与式(5.2-14)是一致的。电子极化率只与电子在原子(或离子)中的分布有关, 由于电子分布与温度无关, 所以电子极化率与温度基本无关。

表 5.2-1 惰性气体的电子极化率

| 气体名称 | He | Ne | Ar | Kr | Xe |
|---------------------------------|------|------|------|------|------|
| 原子半径($10^{-10} m$) | 0.92 | 1.12 | 1.54 | 1.7 | 1.9 |
| 电子极化率($10^{-40} F \cdot m^2$) | 0.18 | 0.35 | 1.43 | 2.18 | 3.54 |

1.3.2 离子位移极化及离子极化率

在外电场作用下, 电介质中的原子(或原子基团)、离子发生相对弹性位移而产生感应偶极矩的现象, 称为离子位移极化。其典型例子是离子晶体的极化。离子位移极化建立或消除的时间很短, 与离子晶格振动周期有相同的数量级, 约为 $10^{-13} \sim 10^{-12} s$ 。

可以采用一对异性离子作为简单的例子来估算离子极化率 α_i , 如图 5.2-3 所示。

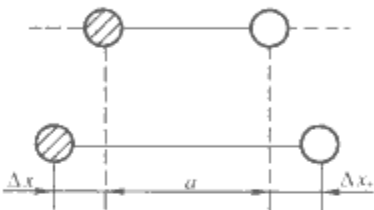


图 5.2-3 离子位移极化的计算模型

可以估算出离子极化率为

$$\alpha_i = \frac{4\pi\epsilon_0 a^3}{n-1} \tag{5.2-15}$$

式中: a 为正、负离子的中心距离, 可以认为是正、负离子的半径 r_+ 、 r_- 之和; n 为晶格常数, 一般 $n = 7 \sim 11$ 。

则有

$$\alpha_i = \frac{4\pi\epsilon_0 (r_+ + r_-)^3}{n-1} \tag{5.2-16}$$

离子间平衡距离 a 一般为 $10^{-10} m$, 所以 α_i 约为 $10^{-40} F \cdot m^2$, 这与电子极化率的数量级几乎相同。对于离子之间距离不随温度变化的离子晶体, 离子极化率与温度无关。

1.3.3 转向极化及转向极化率

极性电介质的分子虽然具有固有偶极矩, 但是在无外电场作用时, 由于分子不规则的热运动, 分子在各个方向的分布几率是相等的, 宏观偶极矩等于零, 如图 5.2-4(a)所示。当偶极分子受到电场作用时, 将受到电场力矩的作用而趋于转向电场方向, 介质整体上将出现沿电场方向的宏观偶极矩, 这种极化现象称为转向极化, 如图 5.2-4(b)所示。作用于偶极分子的电场越强, 分子的转向越趋于整齐。由于转向极化又受到分子热运动的无序化作用, 它的建立需要较长的时间, 约为 $10^{-6} \sim 10^{-2} s$ 。



图 5.2-4 转向极化

(a) 无外施电场时; (b) 外施电场时

一般情况下, 转向极化率 α_d 为

$$\alpha_d = \frac{\mu_0^2}{3kT} \tag{5.2-17}$$

式中: k 为玻尔兹曼常数; T 为热力学温度; μ_0 为分子的固有偶极矩。

可见转向极化率 α_d 与热力学温度 T 成反比。

1.3.4 热离子极化及等效极化率

在由离子构成或含有离子杂质的固体介质内,例如无定形结构的玻璃中,存在着一些 Na^+ 、 K^+ 、 Li^+ 等弱联系离子,在晶体中也往往存在一定的缺陷离子。它们处于介质中能级较低的平衡位置,并在平衡位置附近作热运动。在离子热振动和电场的作用下,离子就能越过势垒而到达新的平衡位置,形成宏观偶极矩。可以计算出热离子极化的等效极化率为

$$\alpha_T = \frac{q^2 \delta^2}{12kT} \quad (5.2-18)$$

式中: q 为弱束缚离子的带电量; δ 为相邻弱束缚离子平衡位置之间的平均距离。

在热离子极化中,离子脱离平衡位置发生迁移并不是由电场引起的,而是由于热运动的结果,电场只是使已经脱离平衡位置的弱联系离子做定向迁移,形成偶极矩。当电场不太强时,决定极化建立速度的松弛时间 τ 就只与温度有关。热离子极化松弛时间的数量级约为 10^{-2}s 。

上述四种极化基本形式相应的极化率分别为电子极化率 α_e 、离子极化率 α_i 、转向极化率 α_d 和热离子极化的等效极化率 α_T 。显然电介质的分子极化率等于各种极化率之和,即

$$\alpha = \alpha_e + \alpha_i + \alpha_d + \alpha_T \quad (5.2-19)$$

不过对于某一具体电介质,往往有一种或两种极化占主导地位,例如非极性电介质中占主导地位的极化是电子位移极化,离子晶体介质中占主导地位的是电子位移极化和离子位移极化,极性介质中占主导地位的是转向极化。

1.4 电介质的有效电场及介电常数

利用克劳休斯方程[式(5.2-12)],由电介质的微观参数 (N 、 α) 求得宏观参数 ϵ_r ,必须先求得有效电场 E_i 。一般来说,有效电场 E_i 和宏观平均电场 E 是不相等的。

电介质中某一点的宏观电场强度 E ,是指极板上的自由电荷以及电介质中所有极化分子形成的偶极矩共同在该点产生的场强。如果介质是连续均匀线性的,则可用叠加原理计算。

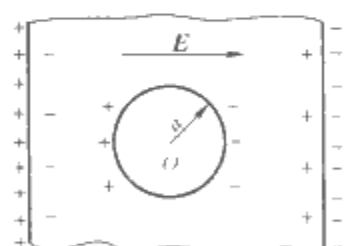


图 5.2-5 洛伦兹有效电场的计算模型

电介质中的有效电场 E_i ,是指极板上的自由电荷以及除某极化分子以外其他极化分子形成的偶极矩共同在该分子产生的场强。由于偶极矩间的库仑作用是长程的,使有效电场 E_i 的计算很复杂。

洛伦兹(Lorentz)首先对有效电场作了近似计算,洛伦兹有效电场模型如图 5.2-5 所示。应用电场叠加原理,作用于被研究分子 O 的有效电场为

$$E_i = E + E_1 + E_2 \quad (5.2-20)$$

式中: E 为宏观平均电场,是极板上总电荷减去介质表面束缚电荷的作用; E_1 为球腔表面束缚电荷在球心 O 处产生的场强; E_2 为球内除 O 分子外,其他所有极化分子作用产生的场强。

可以通过图 5.2-6 计算电场强度 E_1

$$E_1 = \oint_{\text{球面}} dE_1 = \frac{P}{2\epsilon_0} \int_0^\pi \cos^2 \theta \sin \theta d\theta = \frac{P}{3\epsilon_0} \quad (5.2-21)$$

代入式(5.2-20),得到

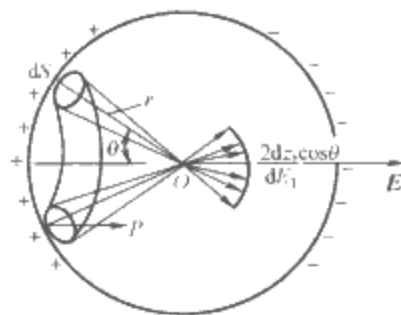


图 5.2-6 球腔表面束缚电荷作用的电场

$$E_i = E + \frac{P}{3\epsilon_0} + E_2 \quad (5.2-22)$$

其方向与电场 E 方向相同。

由于球内其他极化分子是紧靠着被研究的分子,因此不能把球内介质看作是连续的,而用宏观的方法处理, E_2 的计算只能根据介质的物理结构而定。

1.4.1 气体电介质

气体是各向同性的介质,在压力不太大时分子之间距离大,可以忽略其相互作用,因此

$$E_i = E \quad (5.2-23)$$

非极性气体的极化主要是电子位移极化,将电子极化率 α_e 代入式(5.2-12)中,则

$$\epsilon_r = 1 + \frac{N\alpha_e}{\epsilon_0} \quad (5.2-24)$$

电子极化率约等于 $4\pi\epsilon_0 a^3$,取原子半径 $a=10^{-10}\text{m}$,在标准条件下,单位体积分子数 $N=2.678 \times 10^{23}\text{m}^{-3}$,由上式得 $\epsilon_r=1.0004$,即非极性气体的相对介电常数约等于 1。

极性气体的分子极化率 $\alpha = \alpha_e + \alpha_d$,代入式(5.2-12)中,得到极性气体的相对介电常数为

$$\epsilon_r = 1 + \frac{N}{\epsilon_0} (\alpha_e + \alpha_d) \quad (5.2-25)$$

当场强不很大时,根据式(5.2-17)极性气体的转向极化率 $\alpha_d = \mu_0^2 / 3kT$,则上式可写成

$$\epsilon_r = 1 + \frac{N}{\epsilon_0} \left(\alpha_e + \frac{\mu_0^2}{3kT} \right) \quad (5.2-26)$$

由于气体电介质单位体积内分子数 N 及转向极化率 α_d 与温度有关,介电常数随温度变化而变化。为了衡量介电常数的温度稳定性,引入介电常数的温度系数,定义为

$$\alpha_\epsilon = \frac{1}{\epsilon_r} \frac{d\epsilon_r}{dT} \quad (5.2-27)$$

在标准状态下,非极性气体的 $\alpha_\epsilon \approx -(1 \sim 2) \times 10^{-6} \text{K}^{-1}$,极性气体的 α_ϵ 稍高些。

1.4.2 液体电介质

1.4.2.1 非极性和弱极性液体电介质

非极性和弱极性液体的极化中,电子位移极化起主要作用,其极化率为 α_e ,介电常数一般在 2.5 左右,介电常数 ϵ_r 与折射率 n 近似保持麦克斯韦关系 ($\epsilon_r = \epsilon_{r,\infty} \approx n^2$),属于这类液体介质的有四氯化碳、苯、二甲苯、变压器油、电缆油等。

对于非极性和弱极性液体介质,可以认为洛伦兹球内分子对中心 O 分子作用的电场为零,即 $E_2=0$,有效电场为

$$E_i = E + \frac{P}{3\epsilon_0} = \frac{\epsilon_r + 2}{3} E \quad (5.2-28)$$

称为莫索谛(Mosotti)有效电场。

代入克劳休斯方程[式(5.2-12)]得到非极性和弱极性液体介质的极化方程为

$$\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 2} = \frac{N\alpha}{3\epsilon_0} \quad (5.2-29)$$

该式称为克劳休斯-莫索谛(Clausius-Mosotti)方程,简称克-莫方程。

非极性和弱极性液体介质的介电常数温度系数 α_ϵ 比气体介质的要高得多,约为 -10^{-3}K^{-1} 。

1.4.2.2 极性液体电介质

极性液体介质包括中极性和强极性液体介质,这类介质在电场作用下,除了电子位移极化外,还有极性分子的转向极化,对于强极性液体介质,转向极化往往起主要作用,介电常数 ϵ_r 远大于折射率二次方 n^2 。

极性液体分子具有固有偶极矩,它们之间的距离近,相互作用强,造成强的附加电场,故洛伦兹球内分子作用的电场 $E_2 \neq 0$,因此克-莫方程不适用。昂扎杰(Onsager)深入研究了极性液体介质的极化理论,得到了昂扎杰方程

$$\frac{(2\epsilon_r + n^2)(\epsilon_r - n^2)}{\epsilon_r (n^2 + 2)^2} = \frac{N}{3\epsilon_0} \frac{\mu_0^2}{3kT}$$
 (5.2-30)

由于在昂扎杰模型中,把每个极性分子周围都看成连续均匀的介质,这实际上略去了邻近分子的相互作用,造成了 ϵ_r 的计算值都比实测值低得多。

寇克伍德(Kirkwood)针对昂扎杰理论的主要缺点进行了修正,引入校正系数 g ,即

$$\frac{(2\epsilon_r + n^2)(\epsilon_r - n^2)}{\epsilon_r (n^2 + 2)^2} = \frac{N}{3\epsilon_0} \frac{\mu_0^2 g}{3kT}$$
 (5.2-31)

式中:校正系数 g 与极性分子的近结构有关。

1.4.3 固体电介质

1.4.3.1 非极性固体电介质

非极性固体电介质包括原子晶体(如金刚石)、不含极性基团的分子晶体(如晶体萘、硫等)、非极性高分子聚合物(如聚乙烯、聚四氟乙烯等)。它只能发生电子位移极化,其有效电场为 $E_i = \frac{\epsilon_r + 2}{3} E$ (莫索谛有效电场),符合克-莫方程。这类固体介质介电常数不大,一般在 2.0~2.5 范围。见表 5.2-2。非极性固体的介电常数的温度系数 α_ϵ 约为 -10^{-4}K^{-1} 。

表 5.2-2 非极性固体介质的相对介电常数和折射率

| 介质名称 | 化学式 | 折射率 n | n^2 | 相对介电常数 ϵ_r | 线膨胀系数 (10^{-4}K^{-1}) | 介电常数的温度系数 (10^{-4}K^{-1}) |
|-------|--------------------------------|---------|-------|---------------------|--------------------------------|------------------------------------|
| 金刚石 | C_n | 2.4 | 5.7 | 5.7 | — | — |
| 萘 | C_{10}H_8 | 1.58 | 2.5 | 2.5 | — | — |
| 聚乙烯 | $-(\text{CH}_2-\text{CH}_2)_n$ | 1.55 | 2.4 | 2.3~2.4 | 1~5 | -3~13 |
| 聚四氟乙烯 | $-(\text{CF}_2-\text{CF}_2)_n$ | 1.43 | 2.1 | 1.9~2.2 | 4~5 | -8.5~11 |

1.4.3.2 极性固体电介质

极性固体电介质的极化,除了电子位移极化外,还有极性分子的转向极化,使介电常数明显与温度有关。由于极性分子间的长程作用,有效电场难以定量计算,只能定性说明。

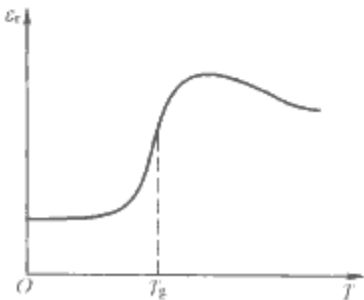


图 5.2-7 极性高聚物介电常数与温度的关系

极性高聚物的介电常数与温度的关系曲线如图 5.2-7 所示。在温度远低于玻璃化转变温度 T_g 时,大分子处于牢固结合的僵硬状态。

若加上外电场,除电子位移极化外,极性基团只可能偏转很小的角度,常称为弹性极化,相应的介电常数很小,而且建立的时间都很短,约 $10^{-15} \sim 10^{-12}\text{s}$ 。随着温度升高,极性基团可以旋转定向,极化建立需要一定的时间,属于松弛极化,对介电常数的贡献要大得多。在高于玻璃化转变温度 T_g 时,聚合物处于高弹态,大分子中的极性基团和链节都可以沿电场方向定向,出现偶极子高弹态极化,对介电常数的贡献比极性基团极化的大,亦属于松弛极化,因而介电常数不断增大。但是当温度进一步提高,由于分子热运动的无序化作用,破坏了极性链节沿电场方向的定向。介电常数又开始随温度上升而减小。因此,介电常数的温度曲线出现峰值。

1.4.4 离子晶体电介质

1.4.4.1 低介电常数的离子晶体

在低介电常数的离子晶体中,除了正、负离子的电子位移极化外,还有离子位移极化和热离子极化。即使是最为简单的低介电常数的离子晶体氯化钠等碱卤晶体,在建立晶体极化理论中还是遇到很大的困难。因此,玻恩(Born)另辟蹊径首先把晶体的介电常数与晶体的谐振频率 ω 或波长 λ 联系起来,建立了著名计算离子晶体介电常数的公式

$$\epsilon_r = n^2 + \frac{N_0 e^2 \rho \lambda^2}{4\pi^2 \epsilon_0 c^2 M_1 M_2}$$
 (5.2-32)

式中: N_0 为阿伏伽德罗常数; e 为电子电荷; ρ 为晶体密度; λ 为晶体谐振波长; M_1 、 M_2 为正、负离子的原子量。

1.4.4.2 高介电常数的离子晶体

高介离子晶体大体可以分为两类:一类是具有自发性极化的离子晶体介质;另一类是以钛、锆为代表的高价小半径离子氧化物,其介电常数可高达数百,它们大部分都能烧结成陶瓷,是一种重要的电容器介质。例如金红石晶体(TiO_2)的光频相对介电常数 $\epsilon_{r\infty} = 7.8$,静态相对介电常数 $\epsilon_{rs} = 173$ (平行于 c 轴)。

1.4.5 非晶体无机电介质

无机玻璃是一种典型的非晶体无机电介质,它的微观结构是由共价键结合的 SiO_2 或 B_2O_3 形成近程有序的不规则的空间网。由于 B、O、Si 均是多价原子,相互联系紧密,故组成中不存在弱联系离子,在纯净玻璃中只有电子位移极化,介电常数近似等于折射率的二次方。

工程上用的玻璃都含有碱金属离子(如 K^+ 、 Na^+ 、 Li^+ 等)和碱土金属离子(如 Ca^{2+} 、 Pb^{2+} 等),这就使玻璃的结构发生变化。这些碱金属离子在玻璃中形成弱联系的离子,产生热离子极化,因此含有碱金属氧化物的玻璃的静态介电常数远超过折射率的平方。

2 交变电场下的电介质损耗

2.1 概述

在交变电场作用下,除了电导引起的损耗以外,还有周期性的与热运动有关的松弛极化,也能引起电介质的能量损耗。如图 5.2-8 所示,平板介质电容器两端施加交变电压 U ,由于介质有能量损耗,电流 I 不是纯电容电流,而是包含有功和无功分量 I_R 和 I_C ,即

$$\dot{I} = \dot{I}_R + \dot{I}_C$$
 (5.2-33)

由图 5.2-8 的电流相量关系可见,电流的有功和无功分量间的关系可写为

$$I_R = I_C \tan \delta = U \omega C \tan \delta$$
 (5.2-34)

则介质的功率损耗 P 为

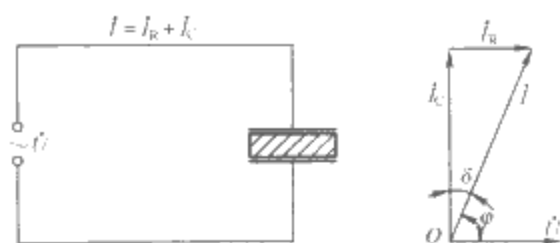


图 5.2-8 电介质在交变电压下的电流相量图

$$P = UI_R = U^2 \omega C \tan \delta \quad (5.2-35)$$

考虑到平板介质电容器的电容 $C = \epsilon_0 \epsilon_r S/d$, 可得电介质单位体积的功率损耗 p 为

$$p = \frac{P}{Sd} = \omega \epsilon_0 \epsilon_r E^2 \tan \delta \quad (5.2-36)$$

式中: ω 为交变电压的角频率; δ 为介质损耗角, δ 是电压与电流相位差 φ 的余角; $\tan \delta$ 为介质损耗角正切。

2.2 交变电场下电介质的损耗

2.2.1 在交变电场作用下电介质的电流、损耗、介电常数

根据极化建立所需的时间, 可以将极化分为瞬时位移极化和松弛极化两类。电子位移极化和离子位移极化到达稳态所需时间极短, 这类极化称为瞬时位移极化。另一类极化, 例如转向极化、热离子极化和界面极化, 则要经过相当长的时间才能达到稳态, 称为松弛极化。

如果电介质的等效电路用图 5.2-9(a) 表示, 那么通过介质的总电流为

$$i = i_R + i_a + i_{\infty} \quad (5.2-37)$$

式中: i 为总电流; i_R 为电导电流; i_a 为松弛极化电流; i_{∞} 为瞬时极化电流。经过严格的计算, 可以得到

$$i = i_R + i_a + i_{\infty} =$$

$$\left(\gamma + \frac{\omega^2 \tau^2 g_i}{1 + \omega^2 \tau^2} \right) SE e^{i\omega t} + i\omega \epsilon_0 \left(\epsilon_{r\infty} + \frac{\epsilon_{rs} - \epsilon_{r\infty}}{1 + \omega^2 \tau^2} \right) SE e^{i\omega t} \quad (5.2-38)$$

式中: γ 为介质电导率; S 为电极面积; $E e^{i\omega t}$ 为外施交变电场; ω 为电场角频率; τ 为松弛极化的松弛时间; g_i 为松弛极化的初始等效电导率, $g_i = \epsilon_0 (\epsilon_{rs} - \epsilon_{r\infty})/\tau$; ϵ_{rs} 为介质的静态相对介电常数; $\epsilon_{r\infty}$ 为介质的光频相对介电常数。

$$\text{令} \quad \left. \begin{aligned} I_p &= \left(\gamma + \frac{\omega^2 \tau^2 g_i}{1 + \omega^2 \tau^2} \right) SE = (\gamma + g) SE \\ I_q &= \omega \epsilon_0 \left(\epsilon_{r\infty} + \frac{\epsilon_{rs} - \epsilon_{r\infty}}{1 + \omega^2 \tau^2} \right) SE = \omega \epsilon_0 \epsilon_r SE \end{aligned} \right\} \quad (5.2-39)$$

$$\text{则} \quad i = I_p e^{i\omega t} + i I_q e^{i\omega t} \quad (5.2-40)$$

式中: I_p 、 I_q 为交变电场下介质总电流的有功、无功分量有效值; g 为介质松弛极化损耗的等效电导率, $g = \frac{\omega^2 \tau^2 g_i}{1 + \omega^2 \tau^2} = \frac{\epsilon_0 (\epsilon_{rs} - \epsilon_{r\infty}) \omega^2 \tau}{1 + \omega^2 \tau^2}$ 。

根据式 (5.2-38), 可作出实际介质电流相量图, 如图 5.2-9(b) 所示。

由式 (5.2-39) 可得在交变电场作用下介质的动态相对介电常数为

$$\epsilon_r = \epsilon_{r\infty} + \frac{\epsilon_{rs} - \epsilon_{r\infty}}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad (5.2-41)$$

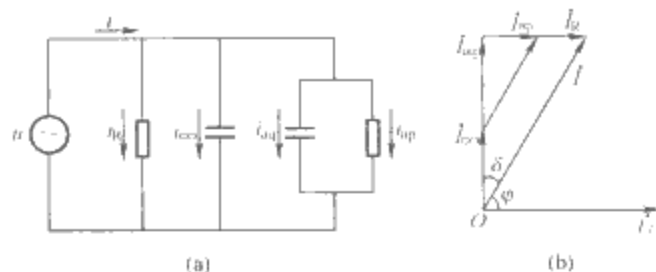


图 5.2-9 电介质的等效电路及电流相量图

(a) 等效电路; (b) 相量图

式中: $\epsilon_{r\infty}$ 为位移极化的贡献, 与频率、温度无关; $(\epsilon_{rs} - \epsilon_{r\infty})/(1 + \omega^2 \tau^2)$ 是松弛极化的贡献, 与频率、温度是相关的。

可得单位体积的介质损耗 p 为

$$p = (\gamma + g) E^2 \quad (5.2-42)$$

介质损耗角正切为

$$\tan \delta = \frac{I_p}{I_q} = \frac{\gamma + g}{\omega \epsilon_0 \epsilon_r} \quad (5.2-43)$$

2.2.2 交变电场下电介质的动态介电常数 ϵ_r 及介质损耗 p 、 $\tan \delta$ 与频率、温度 T 的关系

2.2.2.1 ϵ_r 、 p 、 $\tan \delta$ 与频率的关系

在低频区即 $\omega \tau \ll 1$ 时, 各种极化均来得及建立, $\epsilon_r \rightarrow \epsilon_{rs}$; 单位体积的介质损耗 p 与恒定电场下的相近, 全由电导损耗所贡献; 显然, $\omega \rightarrow 0$, $\tan \delta \rightarrow \infty$ 。

在松弛区即 $\omega \tau \approx 1$ 时, 外施电场的周期可与松弛时间相比拟, 在松弛时间极化建立过程中介质的 ϵ_r 显著减小, 而介质损耗增加。当温度恒定时, 可以由 $\partial^2 \epsilon_r / \partial \omega^2 = 0$, 并利用式 (5.2-41), 使得 $\omega \tau = 1/\sqrt{3} \approx 0.577$ 时, ϵ_r 随 ω 的变化最快。

在松弛区如略去电导损耗不计, 则由式 (5.2-43) 有

$$\tan \delta = \frac{(\epsilon_{rs} - \epsilon_{r\infty}) \omega \tau}{\epsilon_{rs} + \epsilon_{r\infty} \omega^2 \tau^2} \quad (5.2-44)$$

当 $\partial \tan \delta / \partial \omega = 0$, 利用式 (5.2-44) 得到 $\omega \tau = \sqrt{\epsilon_{rs} / \epsilon_{r\infty}} \approx 1$ 时, $\tan \delta$ 出现最大值, 即

$$\tan \delta_{\max} = \frac{\epsilon_{rs} - \epsilon_{r\infty}}{2 \sqrt{\epsilon_{rs} \epsilon_{r\infty}}} \quad (5.2-45)$$

在高频区即 $\omega \tau \gg 1$ 时, 松弛极化来不及建立, 介质的极化全由位移极化所贡献, $\epsilon_r \rightarrow \epsilon_{r\infty}$; 这时虽然每周期内引起的损耗减小, 但是每秒内的周波增加, 使介质损耗还是增加, 并逐渐趋于定值。图 5.2-10 示出在一般情况下 ϵ_r 、 p 、 $\tan \delta$ 与频率的关系。

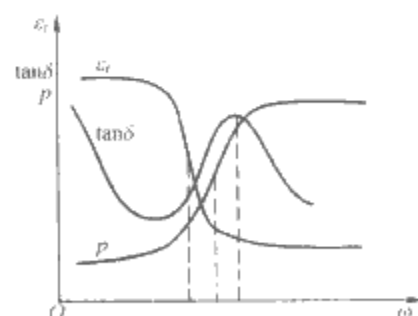


图 5.2-10 一般情况下 ϵ_r 、 $\tan \delta$ 、 p 与 ω 的关系

2.2.2.2 ϵ_r 、 p 、 $\tan \delta$ 与温度的关系

ϵ_r 、 p 、 $\tan \delta$ 与温度密切相关, 但温度并不显函于式中, 如认为 ϵ_{rs} 随温度的变化相对 τ 随温度的变化可以忽略时, 则 ϵ_r 、 p 、 $\tan \delta$ 与温度的关系主要体现在 τ 与温度的相关性。

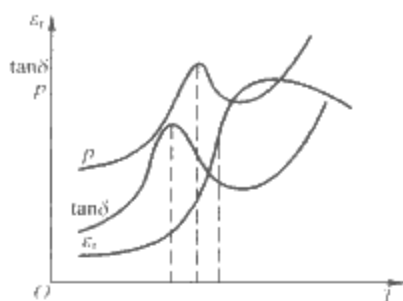


图 5.2-11 一般情况下 ϵ_r 、 ρ 、 $\tan\delta$ 与 T 的关系

松弛时间 τ 与温度 T 近似地成指数关系 ($\tau \propto e^{u/kT}$, k 为玻耳兹曼常数, u 为分子的活化能, 与温度基本无关), 因此一般情况下, 可以粗略地作出 ϵ_r 、 ρ 、 $\tan\delta$ 与温度的关系如图 5.2-11 所示。

在低温区即 $\omega\tau \gg 1$ 时, 极性分子热运动很弱, 处于冻结状态, 松弛

时间很大, 来不及随外加交变电场定向, 这时仅出现电子位移极化, $\epsilon_r \rightarrow \epsilon_{rs}$; 介质损耗和 $\tan\delta$ 亦很小, 低温下电导损耗与松弛相比可以忽略, 而松弛损耗与 g (即与 $e^{u/kT}$) 成正比, 使介质损耗随温度呈指数曲线增大, 又因 ϵ_r 几乎是恒定不变的, 故 $\tan\delta$ 亦正比于 g 随温度升高而增大。

当温度升高时, 分子热运动增加, 松弛时间减小, 在 $\omega\tau \approx 1$ 附近, 与热运动有关的松弛极化得以很快地建立, ϵ_r 随温度升高变化很快, 并出现介质损耗 ρ 和 $\tan\delta$ 的最大值。同样在 $\omega\tau = 1/\sqrt{3} \approx 1$ 附近 $d^2\epsilon_r/d\tau^2 = 0$, 出现 ϵ_r 随温度变化很快的情形。忽略电导损耗后, 同样也在 $\omega\tau = \sqrt{\epsilon_{rs}/\epsilon_{r\infty}} \approx 1$ 附近出现 $\tan\delta$ 最大值。随着温度继续升高, 分子完全获释而松弛时间减小, 以致在外加交变电场下极化完全建立, 而使 $\epsilon_r \rightarrow \epsilon_{r\infty}$ 达到最大值, 而松弛极化的损耗及 $\tan\delta$, 则由于极性分子的定向能及时跟上电场变化而随温度升高而减小。需要指出, $\tan\delta$ 最大值并不出现在 ϵ_r 达最大值的温度, 因为极化建立的速度很快并不表示极化已完全建立, 只有当温度升高到使极化完全建立时 ϵ_r 才能达到最大值。

在高温区即 $\omega\tau \ll 1$ 时, 分子热运动加剧反而阻碍偶极分子在电场方向的定向, 所以 ϵ_r 反而减小, 因电导率随温度指数上升, 相应的介质损耗和 $\tan\delta$ 随温度的升高而呈指数上升。

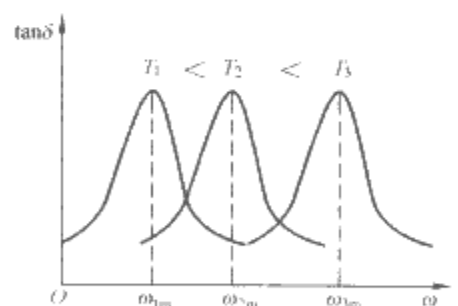
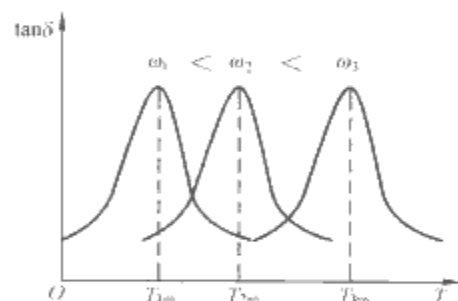


图 5.2-12 $\tan\delta$ 与 T 、 ω 的关系

同样, 当温度增加时, $\tan\delta$ 与频率的关系中的最大值向高频方向移动, 如图 5.2-12 所示。

2.3 复介电常数与柯尔-柯尔图

根据电介质相对介电常数的定义, 即

$$\epsilon_r = \frac{D}{\epsilon_0 E} \quad (5.2-46)$$

式中: D 、 E 分别为介质中电通密度、宏观平均场强。

由于电介质中 D 与 E 不同相, 可以写成复数形式

$$\epsilon_r^* = \frac{\dot{D}}{\epsilon_0 \dot{E}} = \epsilon_r' - i\epsilon_r'' \quad (5.2-47)$$

式中: ϵ_r^* 为电介质的复介电常数; ϵ_r' 和 ϵ_r'' 分别为 ϵ_r^* 的实部和虚部。

现在来看 ϵ_r' 和 ϵ_r'' 的物理意义。当引进 ϵ_r^* 后, 且暂不考虑平板电容器的电导电流, 则电容器的电流可写成

$$\dot{I} = S \frac{\partial \dot{D}}{\partial t} = S \epsilon_0 \epsilon_r^* \frac{\partial \dot{E}}{\partial t} = S \epsilon_0 \omega (\epsilon_r' + i\epsilon_r'') \dot{E} \quad (5.2-48)$$

显然, 式(5.2-38)和式(5.2-48)描写的是同一个客体, 在不考虑式(5.2-38)中的电导电流时, 两式比较可得到

$$\epsilon_r' = \epsilon_{rs} + \frac{\epsilon_{rs} - \epsilon_{r\infty}}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad (5.2-49)$$

$$\epsilon_r'' = \frac{(\epsilon_{rs} - \epsilon_{r\infty}) \omega \tau}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad (5.2-50)$$

并且

$$\tan\delta = \frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'} = \frac{(\epsilon_{rs} - \epsilon_{r\infty}) \omega \tau}{\epsilon_{rs} + \epsilon_{r\infty} + \omega^2 \tau^2} \quad (5.2-51)$$

式(5.2-49)~式(5.2-51)称为德拜(Debye)方程。

由上可见, 复介电常数的实部 ϵ_r' 与介质中的无功电流成正比, 与介质介电常数具有相同的意义; 而虚部 ϵ_r'' 在不考虑介质的电导时, 则与介质中的有功电流成正比, 表示介质中松弛极化引起的能量损耗的大小, ϵ_r'' 称为损耗因数, 松弛损耗的等效电导率 $g = \omega \epsilon_0 \epsilon_r''$ 。

由式(5.2-49)和式(5.2-50)复介电常数可写成

$$\epsilon_r^* = \epsilon_r' - i\epsilon_r'' = \epsilon_{r\infty} + \frac{\epsilon_{rs} - \epsilon_{r\infty}}{1 + i\omega\tau} \quad (5.2-52)$$

在讨论德拜方程

的性质时, 可以看到 ϵ_r' 和 ϵ_r'' 亦与频率 ω 和温度 T 是相关的。 ϵ_r' 、 ϵ_r'' 、 $\tan\delta$ 与频率 ω 的关系如图 5.2-13 所示。

当温度恒定时, 可以从 $\partial\epsilon_r''/\partial\omega = 0$ 找到 ϵ_r'' 最大值所相应的频率为 $\omega_m = 1/\tau$, 把此值代入式(5.2-49)~式(5.2-51)就得到

$$\left. \begin{aligned} \text{当 } \omega = \omega_m \text{ 时} \quad \epsilon_r' &= \frac{1}{2}(\epsilon_{rs} + \epsilon_{r\infty}) \\ \epsilon_r''_{\max} &= \frac{1}{2}(\epsilon_{rs} - \epsilon_{r\infty}) \\ \tan\delta &= \frac{\epsilon_{rs} - \epsilon_{r\infty}}{\epsilon_{rs} + \epsilon_{r\infty}} \end{aligned} \right\} \quad (5.2-53)$$

因此, 如果德拜方程是适用的, 就可以由 ϵ_r'' 最大值所相应的频率 ω_m 找到 τ , 并且从 ϵ_r' 的最大值得到 $\epsilon_{rs} - \epsilon_{r\infty}$ 。

当 $\omega\tau \gg 1$ 时, $\epsilon_r' \rightarrow \epsilon_{r\infty}$, 这时没有介质松弛损耗; 当 $\omega\tau \ll 1$ 时, $\epsilon_r' \rightarrow \epsilon_{rs}$, 即介质中所有极化均来得及建立, 也不会产生介质松弛损耗; 当 $\omega\tau \approx 1$ 时, ϵ_r' 急剧下降, ϵ_r'' 达到最大值(即介质损耗达到最大值), 然而 $\tan\delta$ 并未达到最大值。 $\tan\delta$ 最大值相应的频率大于 ϵ_r'' 最大值相应的频率, 这是由于当 ϵ_r'' 达到最大值时, ϵ_r' 还在随频率的增加而迅速减小, 而 $\tan\delta = \epsilon_r''/\epsilon_r'$, 因而 $\tan\delta$ 需在较高频率下才达到最大值。

在不同温度下, ϵ_r' 和 ϵ_r'' 的频率特性如图 5.2-14 所示。当温度升高时($T_2 > T_1$), ϵ_r' 、 ϵ_r'' 同时向高频方向移动, 而 ϵ_{rs} 和 $\epsilon_{r\infty}$ 略有下降。 ϵ_r' 、 ϵ_r'' 随温度变化的曲线如图 5.2-15 所示。当频率增加时($f_2 > f_1$), ϵ_r' 、 ϵ_r'' 同时向高温方向移动。

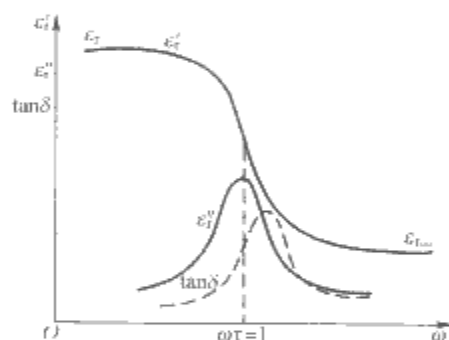


图 5.2-13 ϵ_r' 、 ϵ_r'' 、 $\tan\delta$ 与 ω 的关系

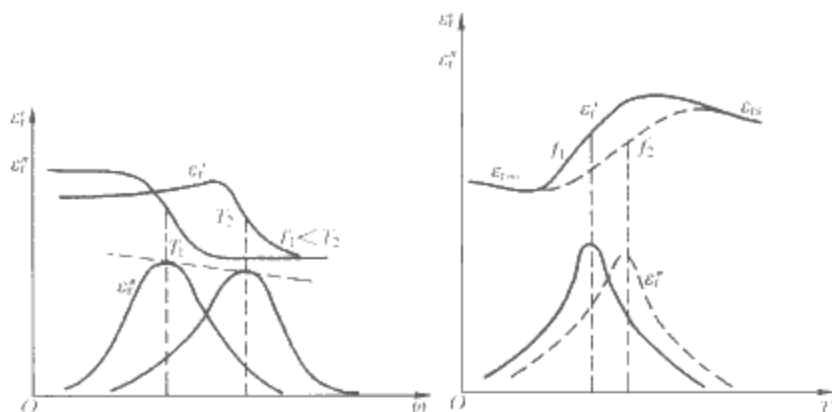


图 5.2-14 ϵ'_r 、 ϵ''_r 的频率特性曲线

图 5.2-15 ϵ'_r 、 ϵ''_r 的温度特性曲线

如果将式(5.2-49)、式(5.2-50)中的 $\omega\tau$ 消去, 则可得下列方程

$$\left(\epsilon'_r - \frac{\epsilon_{rs} + \epsilon_{r\infty}}{2}\right)^2 + (\epsilon''_r)^2 = \left(\frac{\epsilon_{rs} - \epsilon_{r\infty}}{2}\right)^2 \quad (5.2-54)$$

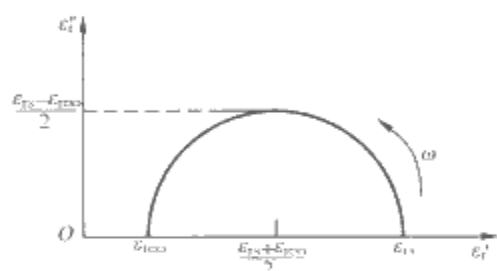


图 5.2-16 单一松弛时间的柯尔-柯尔图

这个方程是一个半圆。若以 ϵ''_r 为纵轴, ϵ'_r 为横轴, 则其圆心坐标为 $(\epsilon_{rs} + \epsilon_{r\infty})/2$, 而半径为 $(\epsilon_{rs} - \epsilon_{r\infty})/2$, 如图 5.2-16 所示, 通常称它为柯尔-柯尔 (Cole-Cole) 图, 可用于校核德拜方程。

2.4 气体电介质的损耗

气体电介质只有电导损耗, 由直流电导率 γ 决定, 介质损耗角正切为

$$\tan\delta = \frac{\gamma}{\omega\epsilon_0} = 1.8 \times 10^{10} \frac{\gamma}{f} \quad (5.2-55)$$

式中: f 为外施电场的频率。

气体电介质在电场强度很小时 ($E < 1 \text{ V/m}$), 电流密度随电场强度遵从欧姆定律, 此时其电导率很小, 例如空气在标准状态下, $\gamma \approx 0.8 \times 10^{-17} \text{ S/m}$ 。在工频时, $\tan\delta$ 值不大于 10^{-9} 。在 $1 < E < 10^6 \text{ V/m}$ 范围, 电流密度不因电场强度的增加而上升, 达到饱和。由于 $\tan\delta$ 定义为单位体积的有功功率 p 与无功功率 $\epsilon_0\omega E^2$ 的比值, 即 $\tan\delta = p/(\epsilon_0\omega E^2)$, 则

$$\tan\delta = 1.62 \times 10^{10} \frac{J_{sm}}{fE} \quad (5.2-56)$$

式中: J_{sm} 为饱和电流密度的幅值。

2.5 液体电介质的损耗

2.5.1 非极性和弱极性液体电介质

非极性和弱极性液体电介质的极化主要是电子位移极化, 转向极化对极化的贡献甚微, 又因转向极化的松弛时间 τ 很小, 在工频等较低频率下均能及时建立, 因此在较低频率的交变电场作用下, 相对介电常数与频率无关 ($\epsilon_r \approx \epsilon_{r\infty}$), 介质损耗主要来源于电导, 所以介质损耗角正切为

$$\tan\delta = \frac{\gamma}{\omega\epsilon_0\epsilon_r} = 1.8 \times 10^{10} \frac{\gamma}{f\epsilon_r} \quad (5.2-57)$$

一般非极性和弱极性液体电介质的电导率 γ 很小, 在室温下 $\gamma \approx 10^{-12} \text{ S/m}$, 如取 $\epsilon_r = 2$, $f = 50 \text{ Hz}$, 则 $\tan\delta = 1.8 \times$

10^{-4} , 与实验结果相符。

低频下这类液体电介质的 ϵ_r 、 p 、 $\tan\delta$ 与频率 ω 的关系如图 5.2-17 所示。

这类液体电介质介电常数与温度的关系很小, 而介质损耗来源于电导, 所以 $\tan\delta$ 与 γ 一样, 随温度升高呈指数关系增大。在不大的温度范围内, 当场强较低时, 液体电介质的电导率与温度的关系一般为 $\gamma = Ae^{-B/T}$, 于是得到

$$\tan\delta = \frac{A}{\omega\epsilon_0\epsilon_r} e^{-B/T} \quad (5.2-58)$$

式中: A 、 B 为与介质特性有关的常数。

如果忽略 ϵ_r 随 T 的变化, 则 $\ln\gamma$ 、 $\ln\tan\delta$ 与 $1/T$ 的关系是两条平行的直线, 如图 5.2-18 所示。

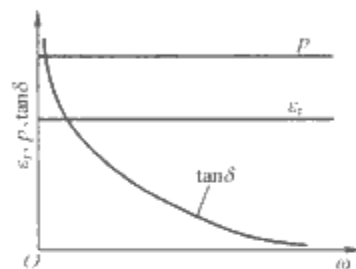


图 5.2-17 ϵ_r 、 p 、 $\tan\delta$ 与 ω 的关系

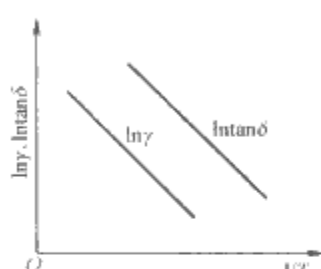


图 5.2-18 $\ln\gamma$ 、 $\ln\tan\delta$ 与 $1/T$ 的关系

这类液体耐电强度高、 $\tan\delta$ 小, 常用作高压电器的浸渍剂, 例如变压电油、电缆油等。

2.5.2 极性液体电介质

极性液体电介质除了电子位移极化外, 还具有显著的转向极化。德拜首先对极性液体电介质的松弛过程进行了理论处理, 得到其松弛时间 $\tau = \xi/(2kT)$, ξ 为液体的摩擦系数。假设极性分子是半径为 a 的刚性小球, 并认为小球分子在宏观黏度为 η 的黏性媒质中有摩擦地旋转着, 液体的摩擦系数 $\xi = 8\pi\eta a^3$, 得到 τ 与黏度 η 的关系

$$\tau = \frac{\xi}{2kT} = \frac{4\pi\eta a^3}{kT} \quad (5.2-59)$$

即 $\tau \propto \eta$, 已得到实验证实, 由此可见, 松弛时间同温度的关系与黏度同温度的关系相仿。

极性液体电介质的介质损耗与黏度有关。极性分子在黏性媒质中作热运动, 在交变电场作用下极性分子发生转动, 在定向转动过程中, 因摩擦发热而引起能量的损耗。如黏度大, 分子极化跟不上电场的变化, 如黏度很小, 分子定向转动时无摩擦, 这两种情况松弛损耗都甚微。但在中等黏度下, 松弛损耗显著, 在某一黏度下出现极值。工频下油和松香复合剂在不同配方时出现 $\tan\delta$ 最大值的温度不同, 相应的 $\tan\delta$ 温度曲线如图 5.2-19 所示, 1~5 号相应的松香比例减少。

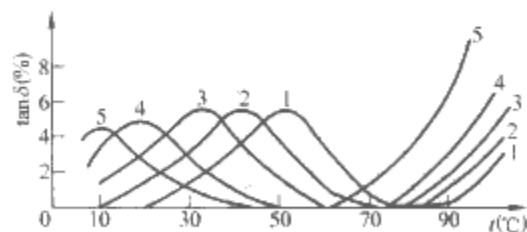


图 5.2-19 工频下松香复合剂的 $\tan\delta$ 与温度的关系

2.6 固体电介质的损耗

2.6.1 固体无机电介质

2.6.1.1 无机晶体

普通的无机晶体介质, 如石英和云母等, 它们只有位移

极化，其介质损耗主要来源于电导， $\tan\delta$ 与直流电导率 γ 的关系可用式(5.2-57)计算。

2.6.1.2 无机玻璃

纯净无机玻璃中没有弱联系的离子，结构紧密，只存在很小的电导损耗，如石英玻璃在室温下的 $\tan\delta \approx 2 \times 10^{-4}$ ，硼玻璃在高频下 $\tan\delta < 10^{-3}$ ，而且 $\tan\delta$ 值几乎与温度无关。

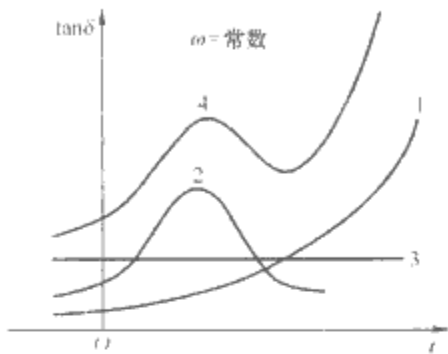


图 5.2-20 玻璃 $\tan\delta$ 与温度的关系

1—电导损耗；2—松弛损耗；
3—结构损耗；4—总介质损耗

工程上的玻璃都含有一价碱金属离子，它们在玻璃中是一些弱联系的离子，引起热离子极化和松弛损耗。玻璃的介质损耗主要有电导损耗、松弛损耗和结构损耗。它们与温度的关系如图 5.2-20 所示。玻璃的结构愈松，结构损耗一般愈大。显然，工程上用的玻璃的介质损耗主要是由附加的碱金属离子引起的。

2.6.1.3 陶瓷介质

陶瓷介质通常具有不均匀的结构，含有结晶相、玻璃相和气隙。陶瓷可分为含有玻璃相和几乎不含玻璃相两类。第一类陶瓷含有大量玻璃相和少量微晶结构，如普通低频绝缘瓷，其介质损耗主要由三部分组成：玻璃相中离子电导损耗、结构较松的多晶点阵结构引起的松弛损耗以及气隙中含水分引起的界面附加损耗， $\tan\delta$ 相当大。第二类由大量的微晶晶粒组成，仅含有极少量或不含玻璃相，如氧化铝高频瓷、以硅酸镁为基础的块滑石瓷和以金红石与碱土金属的钛酸盐为基础的特种陶瓷等，通常结晶相结构紧密， $\tan\delta$ 比第一类陶瓷小得多。

2.6.2 固体有机电介质

非极性有机介质，如聚乙烯、聚四氟乙烯和天然石蜡等，它们既没有弱联系离子，也不含极性基团，因此在外电场作用下只有电子位移极化，其介质损耗主要是由杂质电导引起的， $\tan\delta$ 可由式(5.2-57)来确定。这类介质的 $\tan\delta$ 值很小，被广泛用作工频和高压绝缘材料。

极性有机介质，如含有极性基的有机介质(聚氯乙烯、酚醛树脂和环氧树脂等)及天然纤维等。这类介质的损耗，主要决定于极性基的松弛损耗，因而在高频下的损耗很大，不能用作高频介质。表 5.2-3 列出一些非极性和极性有机介质在高频下的 $\tan\delta$ 值。

表 5.2-3 一些非极性与极性聚合物的 $\tan\delta$ 值
($f=10^6$ Hz, $t=20^\circ\text{C}$)

| 材 料 | 极性基团 | $\tan\delta$ |
|-------------------|--|------------------------|
| 聚苯乙烯 | 非极性介质 | 10^{-4} |
| 聚丁二烯 | 非极性介质 | 10^{-4} |
| 聚乙酸乙烯酯 | $\begin{array}{c} \text{O} \\ \parallel \\ -\text{O}-\text{C}-\text{CH}_2 \end{array}$ | 3×10^{-2} |
| 聚氯乙烯 | $-\text{Cl}$ | 2×10^{-2} |
| 聚甲基丙烯酸酯 (有机玻璃) | $\begin{array}{c} \text{O} \\ \parallel \\ -\text{C}-\text{O}-\text{CH}_3 \end{array}$ | 1.2×10^{-2} |
| 纸 | $-\text{OH}$ | $10^{-1} \sim 10^{-2}$ |

2.7 不均匀电介质的界面极化和损耗

不均匀介质的界面极化是由自由电荷的移动产生的。在电场作用下，介质中自由电荷移动，可以被介质中的缺陷或不同介质的界面捕获，形成空间电荷的局部积聚，从而产生宏观偶极矩的现象，称为界面极化或空间电荷极化。

为求双层介质电容器的损耗，如图 5.2-21 所示，两层介质的相对介电常数和电导率分别为 ϵ_{r1} 、 ϵ_{r2} 和 γ_1 、 γ_2 ，厚度分别为 d_1 、 d_2 ，横截面积为 S 。

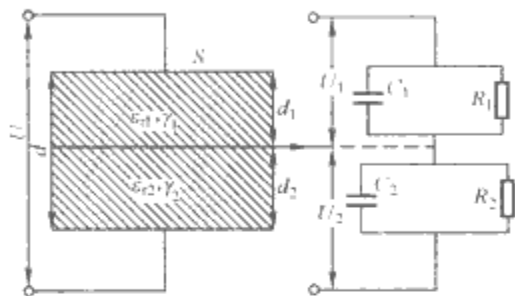


图 5.2-21 双层介质电容器及其等效电路

双层介质分界面上集聚的电荷为

$$Q = \frac{C_2 R_2 - C_1 R_1}{R_1 + R_2} U \tag{5.2-60}$$

分界面积聚的电荷面密度为

$$\sigma = \frac{Q}{S} = \frac{\epsilon_0 (\gamma_1 \epsilon_{r2} - \gamma_2 \epsilon_{r1})}{\gamma_1 d_2 + \gamma_2 d_1} \tag{5.2-61}$$

式(5.2-61)表明，分界面积聚电荷的正负取决于 $\gamma_1 \epsilon_{r2}$ 和 $\gamma_2 \epsilon_{r1}$ 的大小。若 $\gamma_1 \epsilon_{r2} > \gamma_2 \epsilon_{r1}$ ，分界面积聚正电荷；若 $\gamma_1 \epsilon_{r2} < \gamma_2 \epsilon_{r1}$ ，分界面积聚负电荷；若 $\gamma_1 \epsilon_{r2} = \gamma_2 \epsilon_{r1}$ ，就不积聚电荷。

当 $\gamma_1 \epsilon_{r2}$ 不等于 $\gamma_2 \epsilon_{r1}$ 时，双层介质电容器的等效电容为

$$C = C_\infty + \frac{\tau G}{1 + \omega^2 \tau^2} = C_\infty + \Delta C \tag{5.2-62}$$

$$C_\infty = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$$

$$\tau = \frac{R_1 R_2 (C_1 + C_2)}{R_1 + R_2} = \frac{\epsilon_0 (\epsilon_{r1} d_2 + \epsilon_{r2} d_1)}{\gamma_1 d_2 + \gamma_2 d_1}$$

$$G = \frac{(C_2 R_2 - C_1 R_1)^2}{R_1 R_2 (C_1 + C_2)^2 (R_1 + R_2)} = \frac{(\gamma_1 \epsilon_{r2} - \gamma_2 \epsilon_{r1})^2 S d_1 d_2}{(\epsilon_{r1} d_2 + \epsilon_{r2} d_1)^2 (\gamma_1 d_2 + \gamma_2 d_1)}$$

式中： C_∞ 为初始电容； ΔC 为双层介质电容器的附加电容，是由双层介质分界面积聚的空间电荷引起的。

等效电容 C 还可改写成

$$C = C_\infty \left(1 + \frac{k}{1 + \omega^2 \tau^2} \right) \tag{5.2-63}$$

其中 $k = (R_2 C_2 - R_1 C_1)^2 / [C_1 C_2 (R_1 + R_2)^2]$

这样，双层介质的损耗角正切为

$$\tan \delta = \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{\omega^2 \tau^2 G}{\omega C_\infty (1 + \frac{k}{1 + \omega^2 \tau^2})} \tag{5.2-64}$$

通常 $\frac{1}{R_1 + R_2} \ll \frac{\omega^2 \tau^2 G}{1 + \omega^2 \tau^2}$ ， $\tan\delta$ 可简化为

$$\tan \delta = \frac{\omega \tau k}{1 + \omega^2 \tau^2 + k} \tag{5.2-65}$$

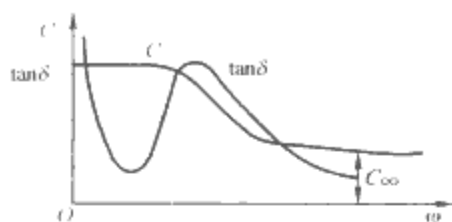


图 5.2-22 双层介质电容器的 C 、 $\tan\delta$ 与 ω 的关系

由式(5.2-63)和式(5.2-65)可见, 双层介质电容器的电容和 $\tan\delta$ 与频率、温度的关系密切。分析表明, 双层介质的 C 、 $\tan\delta$ 与 ω 和 T 的关系具有弛豫极化的变化规律, 如图 5.2-22 和图 5.2-23 所示。

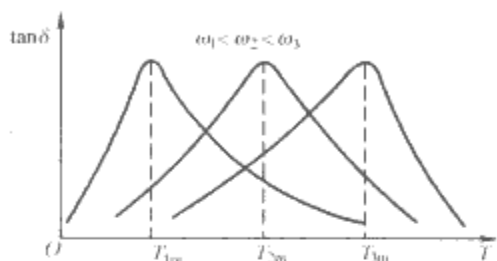


图 5.2-23 $\tan\delta$ 与 T 的关系 ($\omega_1 < \omega_2 < \omega_3$)

图 5.2-24 综合了 ϵ'_r 、 ϵ''_r 与频率的关系, 曲线表明各频段极化的主要特征, 称为电介质极化的频率特征, 或简称介电谱。

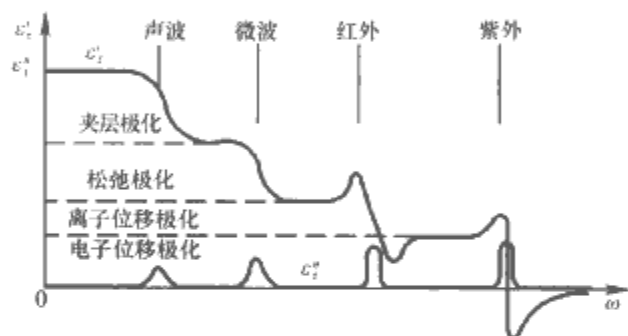


图 5.2-24 电介质极化的频率特性

3 电介质的电导

3.1 概述

电介质并非理想绝缘体, 在电场作用下均有一定的电流通过, 此为电介质的电导。电介质的电导大小, 一般用电阻率(ρ)或电导率(γ)来表示。在 SI 单位制中, 电阻单位为 Ω , 电导单位为 S; 电阻率单位为 $\Omega \cdot m$, 电导率单位为 S/m。电阻率和电导率是表征材料导电性能的宏观参数, 它与材料的几何尺寸无关。

电介质在电场作用下的电导率为

$$\gamma = n_0 q \mu \quad (5.2-66)$$

式中: n_0 为电介质中的载流子浓度; q 为载流子的电荷; μ 为载流子的迁移率, 它是载流子在单位电场强度作用下获得的宏观平均速度, 单位是 $m^2/(V \cdot s)$ 。

在含有 m 种载流子参与导电的情况下, 电介质的电导率可表示为

$$\gamma = \sum_{i=1}^m n_i q_i \mu_i \quad (5.2-67)$$

式中: n_i 为介质中第 i 种载流子的浓度; q_i 为介质中第 i 种载流子的电荷; μ_i 为介质中第 i 种载流子的迁移率。

式(5.2-67)建立了表征电介质导电性的宏观参数与其微观参数 n_i 、 q_i 、 μ_i 之间的一般关系式。

按导电载流子种类, 电介质的电导可分为:

(1) 电子电导(包括空穴电导): 载流子是带负电荷的电子(或带正电荷的空穴)。

(2) 离子电导: 载流子是离解了的原子或原子团(离子), 它们可以带正电荷, 也可以带负电荷, 如 Na^+ 、 Cl^- 、 $(OH)^-$ 等。离子导电时, 伴随有电解现象。

(3) 胶粒电导: 载流子是带电的分子团即胶粒, 如油中处于乳化状态的水等。

由于决定物质导电性强弱的微观参数是载流子的浓度和迁移率的大小, 而最一般的载流子是电子和离子, 固态导体、半导体及强电场下的绝缘体中主要是电子电导, 液态导体、半导体以及电场下的绝缘体中则主要是离子电导。

根据在常温、常压条件下电导率的大小, 材料可分为导体、半导体和绝缘体。一般电导率 $\gamma \geq 10^7 S/m$ 的材料为导体, 电导率 $\gamma \leq 10^{-8} S/m$ 的材料为绝缘体, 介于其间的为半导体。

3.2 气体电介质的电导

常温、常压下的气体在较低电场强度下都是优良的绝缘体, 能够通过气体的电流极其微弱($j < 10^{-14} A/m^2$)。实验结果表明, 常温、常压下, 气体导电电流密度(j)和电场强度(E)的特性如图 5.2-25 所示。图中曲线可分为三个区域。

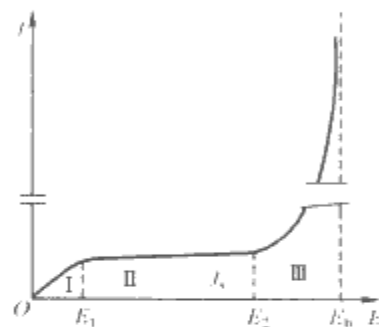


图 5.2-25 气体中电流密度与电场强度的关系

区域 I——欧姆电导区: 电场强度很小, 电流密度与电场强度呈正比, 符合欧姆定律。

区域 II——饱和电流区: 电流密度保持恒定, 与电场强度无关。

区域 III——电流激增区: 电流密度再度随电场强度的增加而上升。最后, 当电场强度增加到某一临界值 E_0 时, 电流密度无限增大, 气体丧失绝缘性能而击穿。

对于标准状态下的空气来说, 当电场强度约为 $1 V/m$ 时, 电流就达到饱和, 饱和电流密度值很小, 约为 $10^{-16} \sim 10^{-14} A/m^2$; 在场强约为 $10^6 V/m$ 时, 电流密度开始重新上升; 当场强达到 $3 \times 10^6 V/m$ 时, 空气就发生击穿。

下面分别讨论气体的载流子浓度 n_i 及迁移率 μ_i 。

3.2.1 气体中载流子的形成和浓度的确定

气体受到光、热、辐射等外因作用时, 分子发生电离而产生正、负离子对; 或由于光、热、辐射作用使阴极发射出电子。显然, 气体中载流子浓度主要取决于光、热、辐射等电离源的强弱。气体中载流子的产生和复合有下列关系

$$N = \xi n^2 + \frac{j}{qd} \quad (5.2-68)$$

式中: N 为离子产生速率; ξn^2 为离子在电极间的复合速率, ξ 为复合比例常数, 称为离子复合系数; $j/(qd)$ 为在电极上的复合速率, 其中 j 为电流密度, q 为载流子的电荷, d 为电极距离。

当电场强度很低, 电流密度极小时, $j/(qd) \ll \xi n^2$, 即离子空间复合占主导地位。此时 $N = \xi n^2$, 得到 $n = \sqrt{N/\xi}$, 即与无电场作用时有相同的载流子浓度。

如果正、负离子的迁移率分别为 μ_+ 、 μ_- 以及 $q = e$, 那

么气体电导率为

$$\gamma = e\sqrt{\frac{N}{\xi}}(\mu_+ + \mu_-) \quad (5.2-69)$$

如果 μ_+ 、 μ_- 与电场强度 E 无关, 则 γ 与电场强度大小无关, j 与电场强度成正比, 相应于气体导电的欧姆电导区。

当电场强度升高时, 电流密度增大, 如 $j/(qd) \gg \xi n^2$, 则空间复合项可以忽略, 由式(5.2-68)可得

$$j = Nqd \quad (5.2-70)$$

这时气体的电流密度 j 为与电场强度无关的常数(饱和电流), 相应于气体电导的饱和电流区。

3.2.2 气体中离子的迁移率

假设气体为理想气体, 那么离子(或电子)的迁移率 μ 为

$$\mu = \frac{0.69q\lambda}{\sqrt{3kTm}} \quad (5.2-71)$$

式中: λ 为离子(或电子)的平均自由行程; m 为离子(或电子)的质量。

离子(或电子)的平均自由行程可用假设气体分子为一刚性球的模型来计算。如果气体分子的浓度为 N , 则离子平均自由行程为

$$\lambda = \frac{1}{4\pi r^2 N} \quad (5.2-72)$$

电子平均自由行程为

$$\lambda_e = \frac{1}{\pi r^2 N} \quad (5.2-73)$$

用实验方法可以直接测得各种气体离子在常压下的迁移率, 其值见表 5.2-4。

表 5.2-4 $t=18^\circ\text{C}$, $p=101.3\text{kPa}$ 下各种正、负离子的迁移率

| 气 体 | | $\mu_+ [\text{m}^2/(\text{V} \cdot \text{s})]$ | $\mu_- [\text{m}^2/(\text{V} \cdot \text{s})]$ | μ_-/μ_+ |
|------|-------------------|--|--|---------------|
| 氢 | (H_2) | 5.91×10^{-4} | 8.26×10^{-4} | 1.4 |
| 氧 | (O_2) | 1.29×10^{-4} | 1.79×10^{-4} | 1.4 |
| 氮 | (N_2) | 1.27×10^{-4} | 1.84×10^{-4} | 1.4 |
| 一氧化碳 | (CO) | 1.10×10^{-4} | 1.14×10^{-4} | 1.0 |
| 氯 | (Cl_2) | 0.65×10^{-4} | 0.51×10^{-4} | 0.8 |

由表 5.2-4 可见, 气体的负离子迁移率和正离子的迁移率几乎相等。因为电子的质量和尺寸都远比离子小, 所以其迁移率远大于离子的迁移率。如电子吸附在电中性的分子上成为负离子, 其迁移率将大大下降, 并与正离子有相近的迁移率。

3.2.3 强电场下气体的电导

在强电场下($E > E_2$), 载流子特别是平均自由行程较长的电子, 在电场作用下加速, 当电子所积累的能量超过分子的电离能, 那么当电子与分子相碰撞时, 将使分子电离, 产生新的电子、正离子对, 这种现象就称为“碰撞电离”, 气体电导显著增长。

在强电场下气体的电流密度将随电场强度的增加呈指数律增长, 即 $j = j_0 e^{ad}$, 其中, d 为电极间的距离; a 为气体中电子碰撞电离系数, 即电子在单位路径上产生的碰撞电离数。值得注意的是, 当发生碰撞电离时, 气体中的电流密度随距离 d 的增加也按指数律增加(E 保持不变), 这是碰撞电离特有的实验规律。常常作为碰撞电离存在的主要实验根据之一。

3.3 液体电介质的电导

各种矿物油、植物油(如蓖麻子油)以及最近发展的合成液体(如十二烷基苯、硅油)是广泛应用于各种高压设备中的

液体绝缘材料。在纯净的情况下, 电导率一般很小, 如精制后的矿物油, 其电导率在 80°C 下仅为 10^{-13}S/m 。然而, 工程绝缘液体由于杂质的影响, 其电导率 γ 一般约在 $10^{-13} \sim 10^{-9}\text{S/m}$ 的范围。极性液体的电导率一般较非极性液体高。

液体介质的电导按载流子的不同亦可区分为离子电导、胶粒电导和电子电导三种。

3.3.1 液体电介质的离子电导

3.3.1.1 液体电介质中离子的来源

根据液体介质中离子来源的不同, 离子电导可分为本征离子电导和杂质离子电导两种。本征离子是指由组成液体本身的基本分子热离解产生的离子。杂质离子是指由外来杂质分子(如水、酸、碱等)或液体的老化产物(如有机酸等)离解生成的离子, 它是工程液体介质中离子的主要来源。

假设分子 AB 原子团之间的相对热振动频率为 ν_0 , 能引起分子(AB)离解的只是能量超过 u_a 的热运动。每秒钟内能发生离解的有效热振动次数应为 $\nu_0 e^{-\frac{u_a}{kT}}$ 。设分子(AB)的浓度为 N_0 ; 在动态平衡条件下, 分子的离解速率与离子的复合速率相等。设离子的复合系数为 ξ , 可以得到导电离子的浓度 n_0 为

$$n_0 = \sqrt{\frac{N_0 \nu_0}{\xi}} e^{-\frac{u_a}{2kT}} \quad (5.2-74)$$

可见液体介质中分子的导电离子浓度 n_0 随温度的增高呈指数关系而增加。

在较高的外电场强度 E 作用下, 分子离解为离子所需克服的势垒, 即分子解离活化能 u_a 将下降 Δu_a , 于是分子的导电离子浓度增加, 称为离子的普尔-弗兰凯尔效应。此时

$$n_0 = \sqrt{\frac{N_0 \nu_0}{\xi}} e^{-\frac{u_a - \Delta u_a}{2kT}} \quad (5.2-75)$$

3.3.1.2 液体电介质中的离子迁移率

液体电介质中离子迁移率的计算一般采用图 5.2-26 所示的模型。设离子带正电荷 q , 电场强度沿 x 正方向, 跃迁的平均距离为 δ 。由于电场的作用, 离子由 A 向 B 迁移所需克服的势垒 u_0 将降低 Δu , 而由 B 向 A 迁移所需克服的势垒相反将上升 Δu , 即 $\Delta u = \delta qE/2$ 。

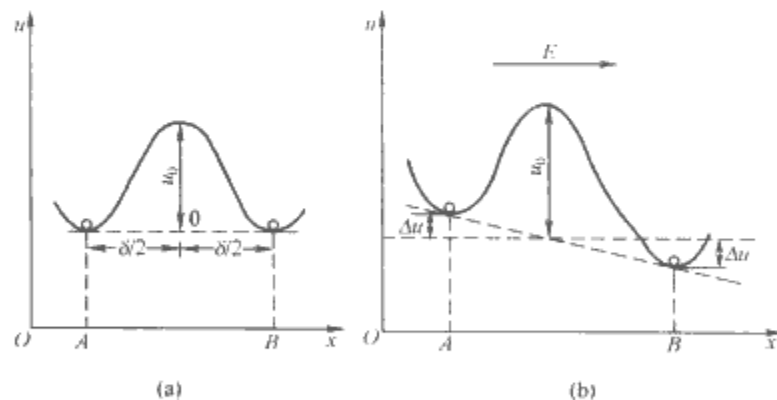


图 5.2-26 液体电介质中离子跃迁时所需克服的势垒模型

(a) 无外电场时; (b) 有外电场时

在弱电场下, $\Delta u = \delta qE/2 \ll kT$ 时

$$\mu = \frac{q\delta^2 \nu}{6kT} e^{-\frac{u_a}{kT}} \quad (5.2-76)$$

式中: ν 为离子的热振动频率。

在强电场情况下迁移率应随电场增加而增大, 但是这已达到液体的击穿场强。因此, 一般情况下可以认为液体介质中的离子迁移率与电场强度无关。

3.3.1.3 液体电介质电导率与温度的关系

一般工程纯液体介质在常温下主要是杂质离子电导, 此时

$$\gamma = n_0 q \mu$$
$$\gamma = \frac{q^2 \delta^2 \nu}{6 k T} \sqrt{\frac{N_0 \nu_0}{\xi}} e^{-\frac{(2 u_0 + u_1)}{2 k T}} \quad (5.2-77)$$

从式(5.2-77)可以看出,在通常条件下,当外加电场强度远小于击穿场强时,液体介质的离子电导率 γ 是唯一与电场强度无关的常数,遵从欧姆定律。电导率随温度的关系可近似地写成

$$\gamma = A e^{-\frac{B}{T}} \quad \text{或} \quad \ln \gamma = \ln A - \frac{B}{T} \quad (5.2-78)$$

即 $\ln \gamma$ 与 $(1/T)$ 的关系具有线性关系。从 $\ln I = f(1/T)$ 的斜率,可求得 B ,并算出离子电导的总势垒 $u = u_0 + \frac{u_1}{2}$ 。实验证明,环己烷的电流 $\ln I = f(1/T)$ 关系为一直线(见图 5.2-27)。

净化程度较高的液体 $\ln I = f(1/T)$ 曲线有时成为由两条直线构成的折线。这可用杂质离子电导和本征离子电导同时存在来说明,电导率与温度的关系可写成

$$\gamma = A_1 e^{-\frac{B_1}{T}} + A_2 e^{-\frac{B_2}{T}} \quad (5.2-79)$$

在工程计算中,往往采用摄氏温度,设 0°C 时, $\gamma = \gamma_0$,可近似得到离子电导率 γ 随温度变化的简化公式

$$\gamma = \gamma_0 e^{at} \quad (5.2-80)$$

若用电阻率来表示,则有

$$\rho = \rho_0 e^{-at} \quad (5.2-81)$$

式中: ρ_0 为 0°C 时电介质的电阻率。

几种常用液体电介质的电阻率与温度的关系如图 5.2-28 所示。

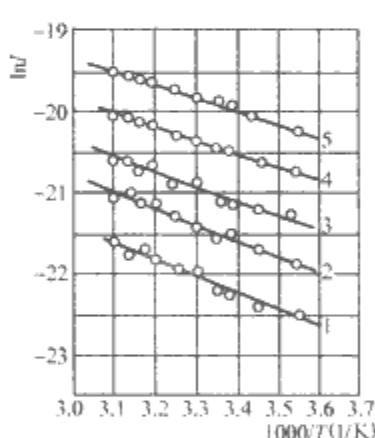


图 5.2-27 环己烷在不同场强下的电流温度关系
曲线 1~5 为不同场强 $E(\times 10^5 \text{ V/m})$
1—0.42; 2—0.825; 3—1.345; 4—2.49; 5—5.04

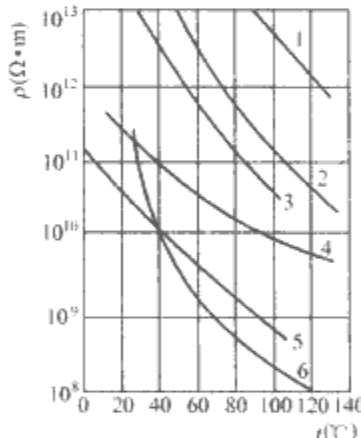


图 5.2-28 几种液体电介质的电阻率与温度的关系
1—高纯变压器油; 2—纯净变压器油; 3—矿物油; 4—工程纯变压器油; 5—蓖麻油; 6—五氯联苯

如果在液体电介质中存在胶粒,那么胶粒在电场作用下作定向的迁移将构成“电泳电导”。胶粒为液体介质中导电的载流子之一。其电导率 γ 与液体黏度 η 的乘积与温度无关,为一常数,即 $\gamma \eta = C$,这一关系称为华尔屯定律。可以证明,在温度变化不大的范围内,本征离子导电的液体介质符合华尔屯定律。如果液体中的离子电导主要是外来杂质所引起的,则不符合华尔屯定律。

3.3.2 液体电介质在强电场下的电导

液体电介质中的电流与电场强度的关系,与气体中类似,但也有些区别。在弱电场区,液体介质的电流正比于电场强度,即遵循欧姆定律;而在 $E \geq 10^7 \text{ V/m}$ 的强电场区,电流随电场强度呈指数关系增长。除极纯净的液体介质外,一般不像气体电导那样,存在明显的饱和电流区(见图 5.2-29)。这可能与离子在液体中的迁移率远比在气体中的

小,液体中的离子不易全部到达电极复合有关。

液体介质在强电场区 ($E \geq E_2$ 区)的电流密度按指数规律随电场强度增加而增加,即

$$j = j_0 e^{C(E-E_2)} \quad (5.2-82)$$

式中: j_0 为液体介质在场强 $E = E_2$ 时的电流密度; C 为常数。

液体电介质在强电场下的电导具有电子碰撞电离的特点。

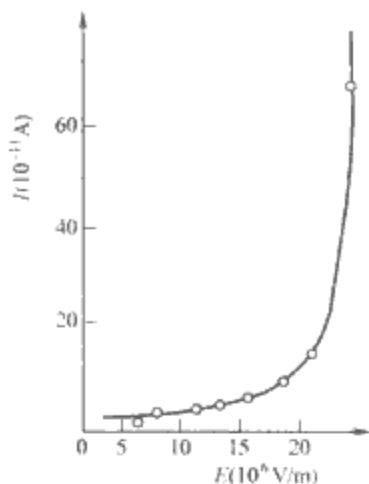


图 5.2-29 纯净二甲苯的电流与电场强度关系

3.4 固体电介质的电导

固体电介质的电导按导电载流子种类可分为离子电导和电子电导两种。

3.4.1 固体电介质的离子电导

固体电介质按其结构可分为晶体和非晶体两大类。对于晶体,特别是离子晶体的离子电导机理研究得比较多,现已比较清楚。然而在绝缘技术中适用极其广泛的高分子非晶体材料,其电导机理仍未完全搞清。离子来源有两种:本征离子和弱束缚离子。

电介质的离子电导率同样可以写成

$$\gamma = A e^{-\frac{B}{T}} \quad (5.2-83)$$

式中: A 、 B 为常数,通过 B 可决定导电机理的总势垒 u ($u = Bk$)。

如考虑到本征电导和弱束缚离子电导时, γ 随温度的关系式可写成

$$\gamma = A_1 e^{-\frac{B_1}{T}} + A_2 e^{-\frac{B_2}{T}} \quad (5.2-84)$$

如果第一项表征本征电导,第二项表征弱束缚离子电导,那么一般 $A_1 > A_2$, $B_1 > B_2$ 。

在低温下,弱束缚离子电导为主,由 $\ln I = f(1/T)$ 的直线斜率,可求得弱束缚离子电导的总势垒 u_2 。在高温下,本征离子电导为主,可得本征离子电导的总势垒 u_1 。

3.4.2 固体电介质的电子电导

固体电介质在强电场下,往往主要是电子电导,这在禁带宽度较小的介质和薄层介质中更为明显。

电介质中导电电子的来源及电导机构如表 5.2-5 所示。

表 5.2-5 固体电介质的电子电导机构

| | | |
|--------|-------------------|---|
| 电子来源 | 热电子激发 | (1)阴极热电子发射; (2)介质电子热发射 |
| | 场致冷发射 (隧道效应) | (1)阴极电子冷发射; (2)介质中电子由价带或杂质能级上 向导带发射 |
| | 介质中碰撞电离 | |
| 电子电导机构 | 能带模型——晶体中电子电导 | |
| | 跳跃模型——非规则晶体中电子电导 | |
| | 自由电子气模型——空间电荷限制电流 | |

3.4.2.1 晶体电介质的电子电导

根据晶体结构的能带模型,离子晶体(如 NaCl)、分子晶体(如萘)中的电子多处于价带之中,只有极少量的电子由

于热激发作用跃迁到导带,成为参与导电的载流子,并在价带中出现空穴载流子。禁带宽度 $u_g < 3\text{eV}$ 的晶体中,在较高温度时将有明显的本征电子电导。

电介质晶体本征电子浓度极低,因此本征电子导电可以忽略。电子电导只能在强光激发或强场电离以及电极效应引入大量电子时才能明显存在。

3.4.2.2 电介质中的电子跳跃电导

常用的绝缘高分子材料多由非晶相与晶相共存。在电场强度不十分强 ($E < 10^8 \text{V/m}$) 的情况下,隧道效应不明显,主要是局部能带的导带上电子在热振动的作用下,跃过势垒向相邻的微晶带跃迁而形成电子跳跃电导(见图 5.2-30)。

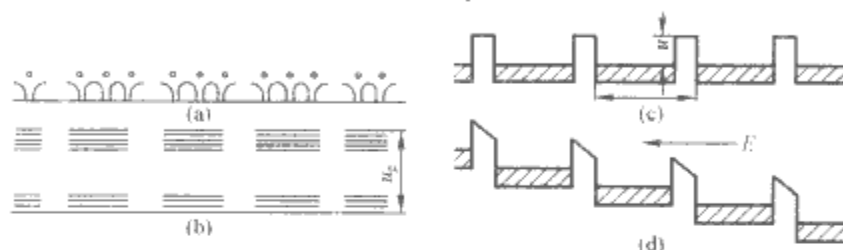


图 5.2-30 不规则结晶系的能带结构和电子跃迁模型

(a)电子电位图;(b)能带图;(c)无电场时
势能图;(d)有电场时势能图

设微晶体间相隔的平均距离为 a ,电子热振动频率为 ν ,微晶体之间的势垒为 u_0 ,并假定电子跃迁一次通过的距离亦为 a ,则电子跳跃电导的迁移率按离子迁移类似的方法求得。

如果导电电子浓度为 n ,那么有

$$\gamma = nq\mu = \frac{nq^2 a^2 \nu}{6kT} e^{-\frac{u_0}{kT}} \quad (5.2-85)$$

此时,电子电导率随温度的变化规律与热离子电导相似。

3.4.2.3 热电子发射电流

电极上的电子向介质中发射(或注入)是介质中导电电子的重要来源之一,可分为热电子发射和场致发射。

从金属向介质(真空相同)内发射电子时,由于两者界面处有电位势垒存在,电流受到限制。在没有电场作用时,由热能而使电子从金属发射的热电子电流密度为

$$j = AT^2 e^{-\frac{\phi_D}{kT}} \quad (5.2-86)$$

式中: $A = \frac{4\pi me k^2}{h^3}$; $\phi_D = u_{x0} - u_F$; m 为电子质量; ϕ_D 为金属的功函数; u_{x0} 为沿 x 轴方向逸出金属的电子在 x 方向所应具有的最小能量。

当外施电场 E 时,电场将使电子逸出金属的势垒降低,电子容易发射,这一现象就是如图 5.2-31 所示的肖特基(Schottky)效应。

可以计算得到热电子发射电流密度与外电场 E 的关系式为

$$j = AT^2 e^{-\frac{\phi_D}{kT} \sqrt{\frac{e^3 E}{4\pi\epsilon_0 \epsilon_r}}} \quad (5.2-87)$$

因此,肖特基效应的电流密度对数 $\ln j$ 与 \sqrt{E} 是线性关系。

ZnO 陶瓷边界层强场效应器件,在绝缘状态下导电电流密度 $\ln j$ 与 \sqrt{E} 呈直线关系。

3.4.2.4 场致发射电流

一部分粒子能穿过势垒,这一现象称为隧道效应。如果在金属和介质的界面上加上强电场,如图 5.2-32(b)所示。

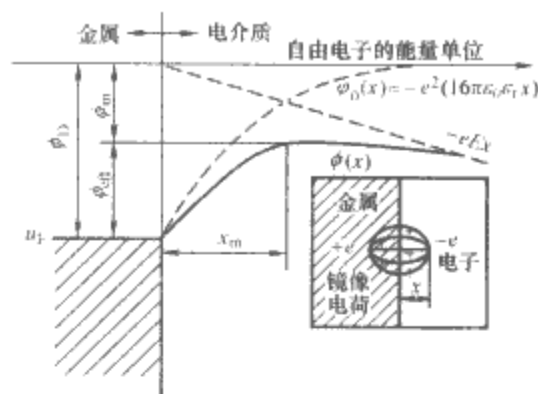


图 5.2-31 肖特基效应势垒图

肖特基效应使势垒高度降低到 ϕ_{eff} ,同时从费米能级到相同势能的导带的宽度 x_0 变小,于是产生隧道现象。如果通过金属到达界面的电子能量是按费米-狄拉克统计分布的,则隧道电流密度可用式(5.2-88)求得

$$j = AE^2 e^{-\frac{B}{E}} \quad (5.2-88)$$

式中: A 、 B 为与功函数有关的常数。该式称为富勒-诺德汉姆(Fowler-Nordheim)公式。

由式(5.2-88)可知,如在隧道电流为主的情况下, $\ln(j/E^2)$ 与 $(1/E)$ 应为一线性关系。

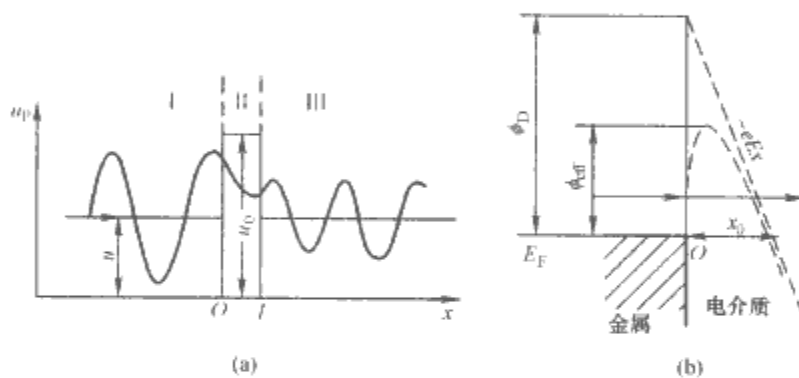


图 5.2-32 隧道效应

3.4.2.5 空间电荷限制电流

在强电场下介质往往具有电子性电导电流,此时电子电流是电子从电极向介质中注入形成电极注入电流 I_c 和电介质体内的电子电流 I_b 连续而成,在稳态情况下应有 $I_c = I_b$ 。

如 $I_c \neq I_b$,则在介质中将有电荷积聚而出现空间电荷。如 $I_c < I_b$,在阴极前形成正的空间电荷,它将加强阴极处的电场强度,增加阴极的注入电流,直至 I_c 升高到 $I_c = I_b$ 。反之,如 $I_c > I_b$,在阴极前形成负的空间电荷,即积聚与电极同极性电荷。它一方面削弱阴极表面的电场,使 I_c 降低;同时,由于在介质中电子空间电荷的存在,引起空间电荷限制电流 I_s ,直到 $I_c = I_b + I_s$,电子电导电流达到平衡。

如忽略介质本身的电子电流 I_b ($I_c \gg I_b$) 与电介质中陷阱中心对电子的捕获作用,当电极间距为 d ,外施电压为 U 时,可计算出空间电荷引起的空间电荷限制电流密度 j_s 。

$$j_s = \frac{9}{8} \frac{\epsilon_0 \epsilon_r \mu U^2}{d^3} \quad (5.2-89)$$

式中: μ 为电荷的迁移率。

式(5.2-89)表明,空间电荷限制电流密度 j_s 与电压 U 的平方成正比,此关系称为卡尔德定律。

3.5 固体电介质的表面电导

前面讨论的都是电介质的体积电导,这是电介质的一个物理特性参数,它取决于电介质本身的组成、结构、含杂情况及介质所处的工作条件(如温度、气压、辐射等)。

另外,通过固体介质的表面还有一种表面电导 G_s 。如

固体介质表面上加以两平行的平板电极,板间距离为 d ,电极长度为 l ,则 G_s 与 l 成正比,与 d 成反比,可以写成

$$G_s = \gamma_s \frac{l}{d} \quad (5.2-90)$$

式中: G_s 为介质的表面电导率; γ_s 为介质的表面电导率,它与介质电导具有相同的单位。

表面电导亦可用电阻 R_s 和表面电阻率 ρ_s 来表示,它们与 G_s 、 γ_s 有以下关系,即

$$R_s = \frac{1}{G_s} \text{ 和 } \rho_s = \frac{1}{\gamma_s} \quad (5.2-91)$$

介质的表面电导率 γ_s (或电阻率 ρ_s)不仅与介质的性质有关,而且强烈地受到周围环境的湿度、温度、表面的结构和形状以及表面状况的影响,故它不是物质的物理特性参数。

(1) 电介质表面吸附的水膜对表面电导率的影响。介质的表面电导受环境湿度的影响极大。任何介质处于干燥的情况下,介质的表面电导率 γ_s 很小,但一些介质处于潮湿环境中受潮以后,往往 γ_s 有明显的上升。显然介质电导的大小与介质表面上连续水膜的形成及水膜的电阻率有关。

(2) 电介质的分子结构对表面电导率的影响。电介质按水在介质表面分布状态的不同,可分为亲水电介质和疏水电介质两大类。

亲水电介质包括离子晶体、含碱金属的玻璃以及极性分子所构成的介质等,它们对水分子有强烈的吸引作用,由于这类介质分子具有很强的极性,对水分子的吸引力超过了水分子之间的内聚力,因而水滴在介质表面上形成的接触角常小于 90° 。一般非极性介质,如石蜡、聚苯乙烯、聚四乙烯和石英等属于疏水电介质。它们对水的吸引力小于水分子的内聚力,所以吸附在这类介质表面的水往往成为孤立的水滴,其接触角 $\theta > 90^\circ$,不能形成连续的水膜,故 γ_s 很小,且大气的湿度影响较小。

一些多孔性介质(如大理石、层压板)它们吸湿后不仅表面电导率增加,而且体积电导亦会增加,这是水分子进入介质内部所造成的。

(3) 电介质表面清洁度对表面电导率的影响。表面沾污特别是含有电解质的沾污,将会引起介质表面水膜的电阻率下降,从而使 γ_s 升高。

显然,要使介质表面电导低,应该采用疏水介质,并使介质表面保持干净。或者是在介质表面涂以疏水介质层(如有机硅树脂、石蜡等),使固体表面不形成连续水膜,以保证有效降低 γ_s 。

4 电介质的击穿

已知当施加于电介质的电场增大到相当强时,电介质的电导就不服从欧姆定律了,电流密度按指数规律随电场强度增加而增加。当电场进一步增强到某个临界值时,电介质的电导突然剧增,电介质便由绝缘状态变为导电状态,称为电介质的击穿。由于电介质的聚集状态不同,它们的击穿机理也不相同,因此分别进行讨论。

4.1 气体电介质的击穿

气体由绝缘状态变为良导电状态的过程,称为气体击穿,又称气体放电。均匀电场中击穿电压与气体间隙距离之比称为击穿场强。不均匀电场中击穿电压与间隙距离之比称为平均击穿场强。

气体发生击穿时除电流剧增外,通常还伴随有发光、发

声等现象。根据气体压力、电源功率、电极形状等因素的不同,气体击穿后的放电现象很不相同,大致可以分为辉光放电(在气压低、电源功率很小时);火花放电或电弧放电(在大气压附近);电晕放电(当电极曲率半径很小,即电场极不均匀时,在电极尖端附近)。本节着重介绍与高压绝缘技术有关的气体击穿的一些理论分析及气体击穿过程的发展机理。

4.1.1 强电场下气体中载流子的产生

电子脱离原子核束缚成为自由电子和正离子的过程称为电离。电离所需的能量称为电离能 W_i ,通常用电子伏(eV)表示,有时也用电离电位 ϕ_i 表示, $\phi_i = W_i/e$ (e 为电子的电荷量)。根据外界不同的能量形式,电离方式分为光电离、热电离、碰撞电离和分级电离。另外,电极表面还可能有电子的逸出。

光辐射引起气体分子的电离过程称为光电离。可见光不能使气体直接发生光电离,只有波长更短的X射线、 γ 射线才能使气体发生光电离。

碰撞电离是电子或离子在电场作用下受到加速,高速运动的质点与中性原子或分子碰撞时发生的电离。提高外施电压会使碰撞电离的概率增大。主要是由电子碰撞引起的,离子的碰撞电离概率比电子小得多。这是因为电子的体积小,因而自由行程比离子大得多,在电场中获得的动能比离子大得多。因此一般只考虑电子引起的碰撞电离。

为定量描述气体中电子碰撞电离过程,引入电子碰撞电离系数 α ,定义为一个电子沿着电场方向行经单位距离平均发生的碰撞电离次数,其单位是 $1/m$ 。设每次碰撞电离只产生一个电子和一个正离子,因此 α 也是一个电子在单位长度行程内新电离的电子数或正离子数。

如果在外施电场 E 作用下,电子的平均自由行程为 λ ,电离电位为 ϕ_i ,电离系数 α 可表示为

$$\alpha = \frac{1}{\lambda} e^{-\frac{\phi_i}{E\lambda}} \quad (5.2-92)$$

当气体温度不变时,平均自由行程 λ 与气压 p 成反比, $1/\lambda = Ap$ (A 为比例系数)。代入上式,并令 $A\phi_i = B$,则得到

$$\alpha = Ape^{-\frac{Bp}{E}} \text{ 或 } \frac{\alpha}{p} = Ae^{-\frac{B}{E/p}} \quad (5.2-93)$$

此式即电离系数 α 与 (E/p) 的函数关系,经常用更普通的形式 $\alpha/p = f(E/p)$ 来表示,并为实验所证实。

由气体热状态引起的气体电离称为热电离,热电离实质上并不是一种独立的电离形式,而是包含着碰撞电离与光电离,只是其能量来源于热能。研究常温下气体绝缘性能时不需要考虑热电离。

从金属表面逸出的电子也会进入气体间隙参与电离过程。要使电子从金属表面逸出需要一定的能量,称为逸出功。一般金属电极的逸出功比气体的电离能小得多,因此电极表面的电子发射在气体放电过程中起着相当重要的作用。

电子从金属表面逸出所需的能量可通过下述途径获得:正离子撞击金属电极表面;热电子发射;光电子发射;场致发射。

电子与气体分子或原子碰撞时,不但可以产生正离子和电子,也可能发生电子的附着过程形成负离子。电子附着过程会放出能量,气体原子获得一个电子形成负离子所放出的能量称为电子的亲合能 E 。 E 值越大就越易与电子结合形成负离子。卤族元素具有很大的亲合能。其他如 O_2 、 H_2O 、 SF_6 等气体分子也很容易形成负离子,而惰性气体和氮气则

不会形成负离子。

对于工程上常见气体间隙的击穿过程来说,表面电离的方式中起主要作用的是正离子撞击阴极和光电发射。

4.1.2 载流子的消失

在气体放电中,载流子的产生与消失是同时存在着的两个相反的过程。在电场作用下,气体中放电是不断发展以致击穿或者是保持其绝缘性能,就取决于这两过程的优劣。载流子的消失主要有三种方式:一种方式是载流子在电场作用下作定向运动,从而消失于电极,构成电导电流,在气体介质的电导一节中已作了较详细的介绍。另外两种方式是载流子的复合和扩散。

(1) 载流子的复合。正离子与负离子或电子碰撞时,复合成中性分子并发生光辐射,称这个过程为复合。正、负离子复合后形成两个分子,释放出的能量为电离能和从负离子剥夺电子所耗能量之差;正离子和电子复合时形成一个分子,释放出的能量为电离能和电子动能之和,通常以光子形式释放出来。当光子能量比气体分子的电离能大时,则会引起光电离。

需要指出,并不是异号载流子相碰时每次都能引起复合。载流子间的相对速度越大,相碰的时间越短,复合的可能性也越小。气体中电子的速度比离子的要大得多,所以正、负离子间的复合几率要比正离子和电子间的复合几率大得多。

(2) 载流子的扩散。当气体中载流子分布不均匀时,载流子将从浓度高的区域向浓度低的区域移动,这主要是由于热运动造成的。载流子的扩散规律与气体分子的扩散规律相似,与热运动的平均速度和平均自由行程有关,即与气体的温度和压力有关。温度越高、压力越低,扩散过程也就越强。由于电子的质量小、热运动的速度快,所以扩散过程比离子强得多。

4.1.3 均匀电场中气体的击穿理论

上述强电场中自由电子产生及消失过程是气体放电的理论基础,根据不同条件下各个过程的强弱,便引导出适用不同条件下的放电理论。本节讨论均匀电场中气体的击穿过程,介绍汤逊气体放电理论和流注理论。

4.1.3.1 气体击穿的汤逊(Townsend)理论

汤逊根据大量实验结果,提出了比较系统的气体放电理论。汤逊认为电子碰撞电离作用是气体放电时电流倍增的主要过程,而电极表面电子发射是维持气体自持放电的必要条件,并提出了一定条件下的击穿电压的计算公式。

(1) 电子崩与电流倍增。由于外电离因素的作用,气体间隙中存在一些自由电子。在电场作用下,初始电子向阳极运动过程中得到加速获得动能。当电场很强,电子动能达到足够值后,在与气体分子碰撞时就能引起碰撞电离。分子电离后产生的电子与原有电子一起向阳极运动过程中,将继续引起碰撞电离。这样,气体中电子数目将由1个增为2个,2个增为4个,如电离系数为 α ,则从阴极出发的一个电子,行经单位距离后增加为 α^2 个,如图5.2-33(a)所示。电子数目迅速增加,如同冰山上雪崩一样,形成了所谓的电子崩,如图5.2-33(b)所示。在电子碰撞电离过程中,电子和正离子是成对地产生的,但由于电子的迁移率比正离子的要大两个数量级以上,因此电子崩发展过程中,崩头最前面集中着电子,其后直到崩尾是正离子。由于电子的扩散作用,电子崩在其发展过程中半径逐渐增大,其外形好似球头的锥体。电子崩形成过程也称为 α 过程。

由于强电场中气体间隙中电子崩的出现,载流子数大

增,所以放电电流也随之倍增。

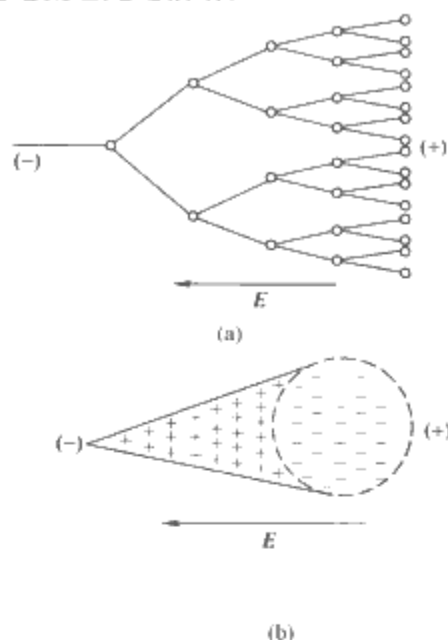


图 5.2-33 电子崩形成过程及其模型

(a)电子倍增过程;(b)电子崩模型

电子电流增长的规律为

$$I_x = I_0 e^{\alpha x} \quad (5.2-94)$$

式中: I_0 为外电离因素引起的初始电流; x 为从阴极指向阳极方向的距离。

在阳极 $x=d$ 处,可得到进入阳极的电子电流,也就是外回路中的电流为

$$I_d = I_0 e^{\alpha d} \quad (5.2-95)$$

虽然气体中已经发生了碰撞电离,但若将外电离因素取消,气体放电将逐渐减弱,直到最后停止,所以这样的放电是依赖于外界条件的,称为非自持放电。

(2) 气体的自持放电。若只有 α 过程,气体的放电是不能自持的。所以放电由非自持转为自持,还应考虑其他的电离过程。当气隙不太宽时,放电与电极材料有关,因而导致考虑 γ 过程(二次电子发射)的作用,用 γ 过程和 α 过程一起来决定气隙中的电流。

当同时考虑 α 过程和 γ 过程时气隙中电流的变化规律,回路中的电流为

$$I_d = I_0 \frac{e^{\alpha d}}{1 - \gamma(e^{\alpha d} - 1)} \quad (5.2-96)$$

当场强增加到一定程度,致使分母趋近于零时,回路电流就将趋于无穷($I_d \rightarrow \infty$),这意味着气隙击穿。这时如取消外电离因素,气隙仍能靠自身的电离维持很大的电流。因此,放电由非自持转入自持的条件为

$$\gamma(e^{\alpha d} - 1) = 1 \text{ 或 } \alpha d = \ln \left(1 + \frac{1}{\gamma} \right) \quad (5.2-97)$$

这就是均匀电场中气隙击穿的条件。

自持放电条件可以定性解释为:一个从阴极出发的初始电子到达阳极时,通过碰撞电离产生 $(e^{\alpha d} - 1)$ 个正离子,正离子在阴极处通过 γ 过程,产生 $\gamma(e^{\alpha d} - 1)$ 个二次电子。当外电场足够强时,一个初始电子在向阳极运动过程中发生强烈的碰撞电离,以致电离产生的正离子到达阴极时产生一个二次电子,这个二次电子便可代替初始电子的作用,继续在气隙中引起碰撞电离,重复以上的过程。这时放电便不依赖于外界电离因素就可以维持,即转入自持放电。

(3) 击穿电压、巴申定律。根据自持放电条件可以导出击穿电压。将 α 的计算式(5.2-93)代入自持放电条件式(5.2-97)中,且考虑到均匀电场中 $E = U/d$,于是可得到 $Ape^{-Bpd} = \ln \left(1 + \frac{1}{\gamma} \right)$ 。因此,均匀电场中气体的击穿电

压为

$$U_b = \frac{Bpd}{\ln \left[\frac{Apd}{\ln \left(1 + \frac{1}{\gamma} \right)} \right]} \tag{5.2-98}$$

γ 与电场强度的关系不大，且上式中 γ 需取两次对数，因此 γ 可取为常数。可见，温度不变时均匀电场中气体击穿电压 U_b 是气体压力 p 和间隙距离 d 乘积的函数，简记为 $U_b = f(pd)$ 。

在汤逊的碰撞电离理论提出之前，巴申(Paschen)就得到了均匀电场中气体放电电压与气体压力 p 及气隙宽度 d 间的实验关系，称为巴申定律。即气隙放电电压 U_b 与气压 p 和气隙宽度 d 的乘积 pd 有关：在某 pd 值下，气隙放电电压出现极小值，如图 5.2-34 所示。巴申定律可用汤逊的碰撞电离理论加以阐明，反过来它也就成为这一理论的有力支持了。式(5.2-98)是一个可以定量计算气体击穿电压 U_b 的显函数式。根据实验数据 $\gamma=0.025$ (铜电极)及经验数据 $A=14.6 \times 10^2/(m \cdot 133Pa)$ 、 $B=365 \times 10^2 V/(m \cdot 133Pa)$ 的计算曲线与实验结果的比较如图 5.2-35 所示。两者在一定 pd 范围内符合较好。

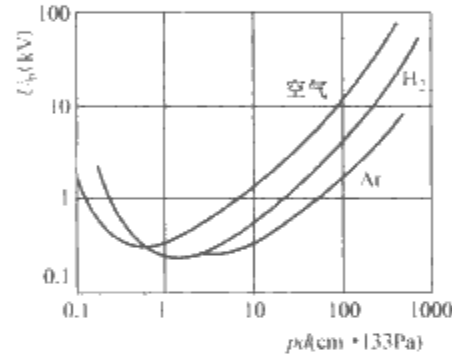


图 5.2-34 均匀电场中几种气体的 $U_b \sim pd$ 实验曲线

随着 pd 的变化，击穿电压将出现极小值。可从理论上

求出，当 $(pd)_0 = \frac{e \ln \left(1 + \frac{1}{\gamma} \right)}{A}$ 时，击穿电压的极小值为 $U_{bmin} = B (pd)_0$ (5.2-99)

式中： e 为自然对数的底； $(pd)_0$ 为击穿电压出现极小值时的 pd 值。

因此，采用高真空或增大气压，可以削弱气体间隙中的碰撞电离从而提高气隙的击穿电压。

(4) 汤逊气体放电理论的适用范围。汤逊理论是在气压较低、 pd 值较小条件下进行的放电实验基础上建立起来的。 pd 过小或过大，汤逊理论曲线与实验结果的偏离逐渐明显(见图 5.2-35)，说明放电机理将出现变化，汤逊放电理论就不适用了。

当气隙中压力接近真空时，电子碰撞电离不再是放电的主要过程，击穿被认为是强电场下阴极的场致发射等过程所导致的。

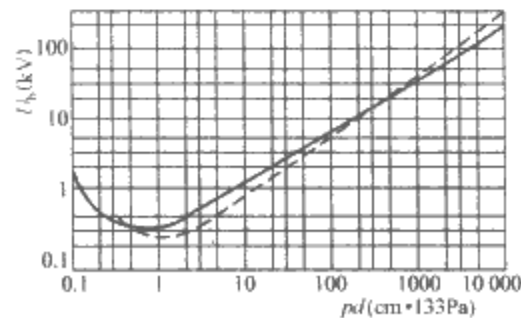


图 5.2-35 汤逊理论与实验结果的比较
实线—实验结果；虚线—理论计算

在气压较高且间隙距离较大(即 pd 较大)情况下，计算值与实验值也有很大的出入，说明汤逊理论已不适用于这种情况下的气体击穿。另外，气体击穿现象也无法用汤逊理论加以解释，主要有以下两个：

其一，根据汤逊理论，气体放电应是均匀地充满于整个气隙中，但 pd 较大时气体击穿可以观察到贯通两极带有分枝的明亮细通道。

其二，根据汤逊理论，放电过程发展需要的时间不应小于正离子穿过间隙所需要的时间。实测电子崩的速度约为 $10^5 m/s$ ，这相当于电子的速度，而正离子的速度仅为电子的 $1/100 \sim 1/1000$ 。

通常认为，空气在 $pd > 200 cm \cdot 133Pa$ 后，击穿机理将改变，汤逊理论不适用了。这主要是由于汤逊没有考虑放电过程中空间电荷畸变电场的作用，而在 pd 较大时这是不能忽视的。

4.1.3.2 气体击穿的流注理论

流注理论是用来说明工程上常见的压力较高(大气压力附近)及间隙较大的气体击穿现象。该理论是以电子碰撞电离概念为基础，考虑了放电过程中光电离的重要因素，并强调了气隙中空间电荷畸变电场的作用。与汤逊理论相比，流注理论还很粗糙，只能定性描述放电过程。

(1) 流注放电的机理。当外电场足够强时，从阴极出发的初始电子，在向阳极运动的过程中不断发生碰撞电离而发展成电子崩，称为初电子崩。当电子崩发展到足够强，电子

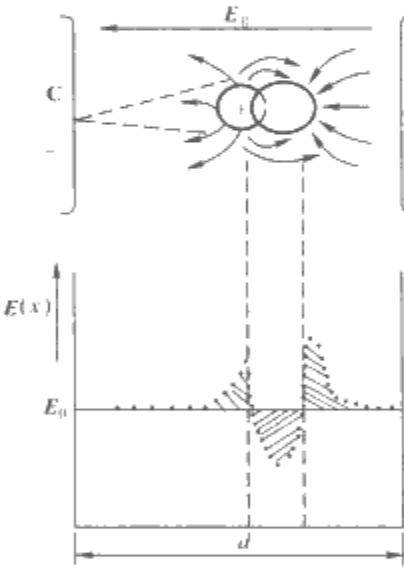


图 5.2-36 电子崩空间电荷对电场的畸变

崩中出现了大量的空间电荷，使外电场明显畸变。崩头的电子成为负空间电荷，它加强崩头电场；崩尾的正离子成为正空间电荷，它加强了崩尾的电场；而崩中部正、负电荷混合区域好似一个等离子区，电场被削弱，如图 5.2-36 所示。正、负电荷混合区域的电场大大削弱，有助于发生复合，并发射出光子，使空间光电离作用大大加强，产生许多新的二次电子。崩

头、崩尾的强电场，使二次电子在运动过程中引起的碰撞电离更为强烈，发展形成二次电子崩，如图 5.2-37 所示。二次电子崩汇入初电子崩，使等离子区迅速扩大。光子所到之处，二次崩立即形成并发展，所以等离子区的发展远比初崩快。等离子区伸展到达两极时，便形成贯通两极的高电导通道，击穿就完成了。气体击穿时明亮的火花通道就是这样形成的。放电中电子崩的增长转变为等离子区的发展，就是流注的形成。

(2) 自持放电条件。由初电子崩转变为流注后，放电就可以由本身产生的空间光电离而自行维持，即转入自持放电了。可以定性地推出在均匀电场中流注自持放

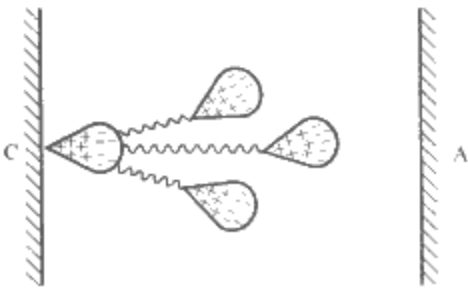


图 5.2-37 二次电子崩形成示意图

电条件为 $e^{(\alpha-\eta)d} = \text{常数}$, 其中 x_0 为初崩头部电荷达到一定数量时崩的长度。

与汤逊理论相比, 这一自持放电条件不能导出击穿电压的定量计算关系, 因而也无法与实验结果进行比较。但流注理论对大 pd 下间隙放电的实验现象的解释是令人满意的。通常认为, 空气在 $pd > 200 \text{ cm} \cdot 133 \text{ Pa}$ 后, 间隙中的放电为流注放电了。

需要指出, 气体放电的流注理论和汤逊理论并不是对立的, 而是互相补充的, 可以说明广阔 pd 范围内的气体放电现象。

4.1.3.3 负电性气体的击穿

对于具有较大电子亲和力的气体, 即容易附着电子的气体, 必须考虑负离子的形成对其放电过程的影响。如含卤元素的气体, 其电离能远没有 He 等惰性气体大, 但其耐压 (相同 pd 时) 却显著高于 He 等惰性气体。又如 C_6H_6 等碳氢化合物气体的分子大, 电子平均自由行程小, 但与 CCl_4 等气体相比, 在分子自由行程相近时, 后者的耐压却高得多。表明这类气体耐压高并非是由于电离能大、电子平均自由行程小, 而主要是由于电子亲和力大容易吸附电子生成负离子。在这类气体中, 由于 SF_6 具有很多优点, 在高压电气设备中得到了广泛应用。

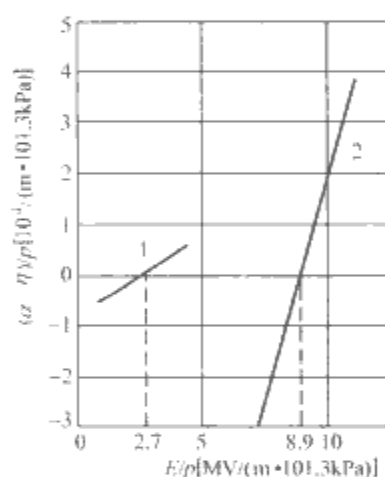


图 5.2-38 空气和 SF_6 的 $(\alpha - \eta)/p$ 与 E/p 的关系

1—空气; 2— SF_6

对于这类气体放电的研究, 必须计及附着电子的效应, 在上述放电理论的基础上进行修正。

由于附着电子效应使碰撞电离产生的自由电子数减少, 因而负电性气体中的有效电离系数实际上比 α 小, 通常用有效电离系数 $\bar{\alpha}$ 来表示。设电子附着系数为 η , 则 $\bar{\alpha} = \alpha - \eta$ 。应用汤逊放电条件, 即到达阴极的正离子所产生的二次电子数等于阴极初始电子数 n_0 时, 放电转入自持, 所以放电条件可写为

$$\gamma \frac{\bar{\alpha}}{\alpha - \eta} [e^{(\alpha - \eta)d} - 1] = 1 \quad (5.2-100)$$

即

$$(\alpha - \eta)d = \ln \left(\frac{\alpha - \eta}{\alpha} \frac{1}{\gamma} + 1 \right)$$

显然, 只有当 $\alpha > \eta$ 时上式才可能成立, 故 $\alpha = \eta$ 是上式成立的临界条件。对于压力 p 一定、 $\alpha = \alpha(E)$ 、 $\eta \approx \eta(1/E)$ 的情况, 放电的临界条件可写为

$$\frac{\alpha(E)}{p} = \frac{\eta(1/E)}{p} \quad (5.2-101)$$

式(5.2-101)表明, 当场强 E 变化到使 $\alpha = \eta$ 时, 自持放电便可开始。目前已知的一些负电性强的气体, $(\alpha - \eta)/p$ 随 E/p 的变化很快, 因而在 $(\alpha - \eta)/p = 0$ 时, E/p 再稍有增加, $(\alpha - \eta)/p$ 便迅速变化到 $\alpha > \eta$ 时的放电条件。式(5.2-101)还表明, 在压力 p 一定时, 使 $\alpha = \eta$ 的场强应该就是这种气体的击穿场强。图 5.2-38 表示空气和 SF_6 的 $(\alpha - \eta)/p$ 与 E/p 的关系, 可知常压空气的临界场强约为 $2.7 \times 10^6 \text{ V/m}$, SF_6 的临界场强约为 $8.9 \times 10^6 \text{ V/m}$ 。

4.1.4 极不均匀电场中气体的击穿

针—板间隙中的电场分布是典型的极不均匀电场。这种

间隙中, 针极附近的电场强度很高, 而远离针极区域的电场强度则低得多, 因此电离过程总是先从针极附近开始, 电子崩产生后迅速形成空间电荷, 由于正离子运动缓慢, 正空间电荷积聚在针电极附近。针的极性不同时, 空间电荷的作用是不同的, 所以存在着所谓的极性效应。

4.1.4.1 极不均匀电场中的电晕放电

极不均匀电场中, 随着电极间电压逐渐升高, 当针电极附近很小范围内 α 已达到相当数值时, 间隙中大部分区域 α 值都仍然很小。这时初电子崩只能在针电极附近很小范围内发展, 自持放电时形成的流注不能发展至贯穿整个间隙, 这时在针电极附近出现薄薄紫色晕光层, 电流虽较前突增, 但仍然很小, 间隙没有击穿。这种放电现象就是电晕放电。随着电压继续升高, 电晕扩大, 电压必须增加到一定值后, 才会导致整个间隙击穿。开始发生电晕时的电压称为电晕起始电压。电场越不均匀, 间隙击穿电压和电晕起始电压间的差别也越大。

当针具有负极性时, 初始电子崩中电子离开强电场区, 就不再能引起碰撞电离了, 而以越来越慢的速度向阳极运动。电子崩中正离子由于其运动缓慢, 在针极附近出现集中的正空间电荷, 屏蔽了负针极的作用 [见图 5.2-39(a)], 针极附近的电场得到加强, 易于转入流注而出现电晕放电。当针极具有正极性时, 碰撞电离仍在针尖附近的强电场处开始, 电子崩中电子迅速进入针极, 于是在针极附近积聚起正离子形成的正空间电荷 [见图 5.2-39(b)], 从而削弱了针极附近的电场, 而加强了外部空间的电场。这样, 难以达到自持放电, 即难以形成电晕放电。

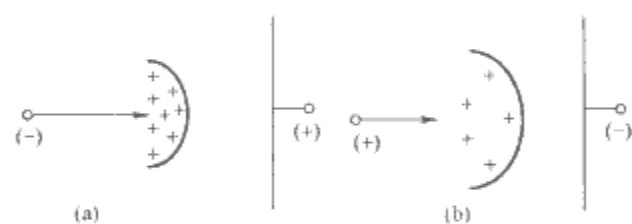


图 5.2-39 针—板间隙中空间电荷的分布
(a) 负针—正板; (b) 正针—负板

这表明针—板间隙中针为正极性时电晕起始电压比负极性时略高, 与实验结果是一致的。

4.1.4.2 极不均匀电场中气体的击穿

随着电压升高, 针极附近形成电晕后, 不同极性下空间电荷对放电进一步发展所起的作用与电晕放电就有所不同了。

当针为负极性时, 虽然在针极附近容易形成流注产生电晕, 但此后流注向板极推进却较困难。在电压达到电晕起始电压后, 针极附近产生大量的电子崩, 汇入针极附近的正空间电荷形成扩散状分布的流注等离子体层, 起着类似增大针极曲率半径的作用, 使前沿电场受到削弱。只有电压进一步升高, 使流注通道前方的电场足够强, 流注进一步发展, 才能导致间隙击穿。

当针具有正极性时, 相反正空间电荷削弱了等离子体中的电场, 而加强了其头部的电场, 使得此处电离发展产生新的电子崩, 加强并延伸了流注

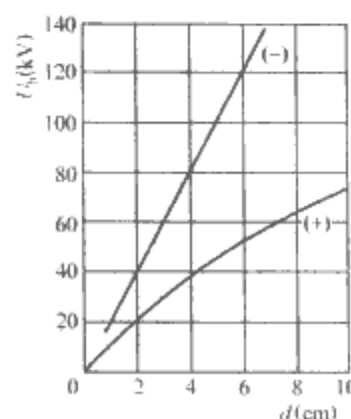


图 5.2-40 针—板间隙击穿电压与距离的关系

通道,从而导致间隙击穿。

可见,针为负极性时,流注通道的发展较为困难,因此负极性下的击穿电压较高,如图 5.2-40 所示。

4.2 液体电介质的击穿

到目前为止液体电介质击穿的机理还很不完善。由于液体介质的击穿与其含气、含杂质情况密切相关,根据液体纯净程度的不同,介绍三类液体介质击穿的理论和观点及其主要的实验基础。

4.2.1 高度纯净去气液体电介质的电击穿理论

电击穿理论把气体碰撞电离击穿机理扩展用于液体,并进一步把碰撞电离与液体分子振动联系起来,以简单结构的有机液体介质为例,阐明它的击穿过程与分子结构的关系。根据击穿发生的判定条件的不同,有下面两种观点。

4.2.1.1 以碰撞电离开始作为击穿条件

液体介质中由于阴极的场致发射或热发射的电子在电场中被加速而获得动能,在它碰撞液体分子时又把能量传递给液体分子,电子损失的能量都用于激发液体分子的热运动。假设液体分子热振动能量是量子化的,那么当液体分子的固有振动频率为 ν 时(可用红外吸收光谱法测到),在与电子的一次碰撞中,液体分子平均吸收的能量仅为一个振动量子 $h\nu$ (h 是普朗克常数)。当电子在相邻两次碰撞间从电场中得到的能量大于 $h\nu$ 时,便可以导致碰撞电离。

设电子电荷为 e ,电子平均自由行程为 λ ,电场强度为 E ,则碰撞电离的临界条件为 $eE\lambda = Ch\nu$,那么击穿场强可写成

$$E_b = \frac{Ch\nu}{e\lambda} \quad (5.2-102)$$

式中: C 为大于 1 的整数。

4.2.1.2 以电子崩发展到一定大小为击穿条件

类似气体放电条件的处理,定义 α 为液体介质中一个电子沿电场方向行经单位距离平均发生的碰撞电离次数,则 α 正比于碰撞总数 $1/\lambda$ 乘以电离几率 $e^{-Q\nu/eE\lambda}$,即 $\alpha = \frac{1}{\lambda} e^{-Q\nu/eE\lambda}$ 。设击穿条件为 $\alpha d = A$,其中 d 为电极间距离, A 为常数。则有

$$E_b = \frac{Ch\nu}{e\lambda \ln(d/A\lambda)} \quad (5.2-103)$$

式(5.2-103)说明在其他参数一定时, $E_b \propto 1/\ln d$,即液体介质层的厚度减薄时,击穿场强应增大。这与实验结果定性相符。

4.2.2 含气纯净液体电介质的气泡击穿理论

气泡击穿理论认为,不论由于何种原因使液体中存在气泡时,由于在交变电压下两串联介质中电场强度与介质介电常数成反比,气泡中的电场强度比液体介质高,而气体的击穿场强又比液体介质的低得多,所以总是气泡先发生电离。这又使气泡温度升高,体积膨胀,电离将进一步发展。而气泡电离产生的高能电子又碰撞液体分子,使液体分子电离生成更多的气体,扩大气体通道。当气泡在两极间形成“气桥”时,液体介质就能在此通道中发生击穿。

当液体中平均场强达到 $10^7 \sim 10^8$ V/m 时,阴极表面微尖端处的场强就达到 10^8 V/m 以上。由于场致发射,大量电子由阴极表面的微尖端处注入到液体中,估计电流密度可达 10^5 A/m² 以上。造成电极附近液体气化,形成气泡,称为热化气击穿。

在电场作用下,形成高能电子。它们由液体分子 C—H 键(C—C 键)断裂所致,形成低分子气体,称为电离化气。

电离化气观点可以定性地说明确高沸点(高于二三百摄氏度)纯净绝缘油在室温附近的击穿现象,而液体热化气观点可以说明一些低沸点的有机液体介质的击穿。

因此,采用真空除气处理,或者在变压器油中加入苯醌等添加剂抑制电离过程中产生气体,可以提高液体介质的击穿场强。

4.2.3 工程纯液体电介质的杂质击穿

工程纯液体介质的击穿中,含水分、纸或布脱落的纤维等杂质起着决定性的作用。

液体介质中含有水分时,如果水分溶解于液体介质中,则对击穿电压影响不大;如果水分呈悬浮状态,则使击穿电压明显下降。水与纤维杂质共存时,水分的影响更为严重。

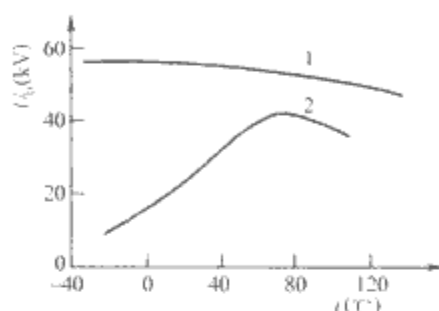


图 5.2-41 变压器油工频击穿电压与温度的关系
1—干燥的油; 2—潮湿的油

工程用绝缘油含水时,其击穿电压与温度的关系如图 5.2-

41 所示。在 $0 \sim 60^\circ\text{C}$ 范围内,一部分悬浮状态的水变成溶解状态,胶粒水珠的体积浓度下降,故击穿场强随温度升高而明显增加,在 $60 \sim 80^\circ\text{C}$ 范围内出现最大值。温度更高时,油中所含的水分汽化增加多,又使击穿场强下降。而纯净干燥变压器在 $0 \sim 80^\circ\text{C}$ 范围内, E_b 几乎与温度无关。

当液体介质中有悬浮固体微粒时,实验证明它们也会使液体介质击穿场强降低,这是因为杂质在电场作用下形成杂质小桥(见图 5.2-42)。因此,工程应用上经

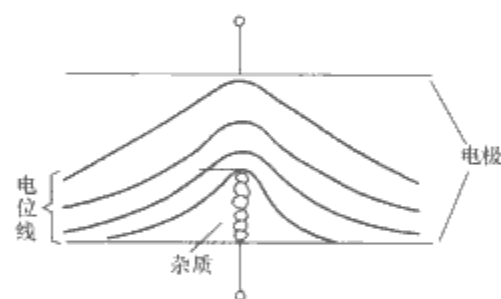


图 5.2-42 杂质小桥击穿模型

常对液体介质进行过滤、吸附等处理,除去粗大的杂质粒子,以提高液体介质的击穿场强。

实验表明,电场越均匀,杂质击穿电压的影响越大,击穿电压的分散性也越大,而在不均匀电场中,杂质对击穿电压的影响较小。这是因为液体介质含有杂质时,杂质粒子的移动使液体内的电场发生畸变,均匀电场实际上已被畸变为不均匀电场,所以杂质对击穿电压的影响较大。对于冲击击穿电压,杂质的影响也较小,因为在冲击电压的短时作用下,它还来不及形成“小桥”。

4.3 固体电介质的击穿

与气体、液体介质相比,固体介质的击穿场强较高,但击穿后在材料中留下不能恢复的痕迹,如烧焦或溶化的通道、裂缝等,即使去掉外施电压,也不能自行恢复绝缘性能。

固体电介质的击穿分为电击穿、热击穿和不均匀介质局部放电引起击穿等形式。固体电介质击穿场强与电压作用时间的关系及不同击穿形式的范围见图 5.2-43。

实际固体介质击穿往往伴随着机械的、热的、化学的等复杂过程,因而至今还没有建立起可以满意地解释所有击穿现象的理论。但已经有一些能够说明部分现象的理论,现分

别加以讨论。

4.3.1 固体电介质的电击穿

电击穿是在较低温度、并消除了边缘效应等严格条件下，观察到的一种击穿现象。其主要特性是：击穿场强高（大致在 500~1500MV/m 范围）；在一定温度范围内，击穿场强随温度升高而增大（ $\partial E_B/\partial t > 0$ ），或变化不大。

固体电介质电击穿理论是在气体放电的碰撞电离理论基础上建立的。根据气体放电的碰撞电离理论，如果将电介质的固态凝聚相看作是高度压缩的气体，因为固体的密度约为空气的 2000 倍，那么电子自由行程约为气体的 1/2000，其击穿场强大致应为气体的 2000 倍。可以估计出固体的击穿场强约为 6×10^9 V/m，这与固体电介质的耐电强度实验数据（ $10^8 \sim 10^9$ V/m）相差不大（见表 5.2-6）。因此，以气体碰撞电离模型为基础来说明固体电击穿现象是合适的。

表 5.2-6 室温下一些固体电介质的耐电强度

| 固体电介质 | LiF 晶体 | NaCl 晶体 | 石英 | 无瑕疵白云母 | 玻璃 |
|-------------|---------|---------|---------|-----------|---------|
| 耐电强度 (MV/m) | 350 | 150 | 500~700 | 1000~1100 | 300~600 |
| 固体电介质 | 石蜡 | 聚苯乙烯 | 聚乙烯 | 聚甲基丙烯酸甲酯 | |
| 耐电强度 (MV/m) | 200~250 | 600 | 600 | 1000 | |

在固体物理的基础上用量子力学为工具发展建立了固体电介质电击穿的碰撞电离理论，现简述如下：

在强电场下固体导带中可能因场致发射或热发射而存在一些导电电子，这些电子在外电场作用下被加速，同时在其运动中又与晶格振动相互作用而激发晶格振动，把电场的能量传递给晶格。这两个过程在一定的温度和场强下平衡时，固体介质有稳定的电导；当电子从电场中得到能量大于损失给晶格振动的能量时，电子的动能就越来越大。大到一定值后，电子与晶格振动的相互作用便导致电离，产生新电子，自由电子数迅速增加，导致击穿发生。

按击穿的判据，电击穿理论可分为两大类：以碰撞电离开始作为击穿判据，称这类理论为碰撞电离理论，或称本征电击穿理论。以碰撞电离开始后，电子数倍增到一定数值，足以破坏电介质结构作为击穿判据，称为雪崩击穿理论。

4.3.1.1 本征电击穿理论

低温区采用单电子击穿理论。在低温区由于温度升高而引

起晶格振动加强，使电子在运动中与晶格振动的碰撞次数增多，从而使击穿场强提高。在 NaCl 单晶、白云母中得到规律大致相同的击穿场强与温度的关系，如图 5.2-44 所示。

高温区采用集合电子近似理论。当温度足够高时，处在杂质能级激发态上的电子数目增多，它们不仅同导电电子相互作用，且自相作用。该理论表明，随着晶格温度 T 的增加，击穿场强 E_b 下降。这与实验规律是一致的（见图 5.2-44）。

4.3.1.2 雪崩击穿理论

根据雪崩机理的不同，雪崩击穿分为两种类型，即场致发射击穿和碰撞电离雪崩击穿。

场致发射击穿：如强场电导中所述，由于隧道效应，从价带向导带场致发射电子，引起电子雪崩，使其温度上升。在晶格温度到达临界温度时，便导致击穿，称为场致发射击穿。

碰撞电离雪崩击穿：电子被外电场加速到足够的动能后，发生碰撞电离，形成电子雪崩。当这种电子雪崩区域达到某一界限时，晶格结构被破坏，固体发生击穿。

电子一代撞产生 2 个电子，经 n 代碰撞，共有电子数 2^n ，经过赛兹的粗略估算，当 $n=40$ 时，发生雪崩击穿。称为“四十代理论”，更为精确的分析得出临界条件为 $n=38$ 。

这种击穿的特征使击穿场强具有低温区的特性，且击穿场强随试样厚度减薄而增加。这是因为介质厚度很薄，碰撞电离不足以发展到四十代，击穿场强将提高。

4.3.2 固体电介质的热击穿

热击穿是由于电介质内部的热不稳定过程造成的。当固体电介质加上电场时，介质发热使温度升高。如果散热条件好、环境温度低，发热与散热可以在一定温度下平衡。一旦条件改变使介质中的发热大于散热，介质温度将不断升高，导致介质的击穿。

电介质的热击穿不仅与材料的性能有关，还在很大程度上与绝缘结构（电极的配置与散热条件）及电压种类、环境温度等有关，因此热击穿强度不能看作是电介质材料的本征特性参数。

对于固体电介质的热击穿，很多学者做过实验和理论研究，然而要从定量上进行讨论却十分复杂。瓦格纳（Wagner）首先用数学方法来定量确定固体介质的热击穿电压。

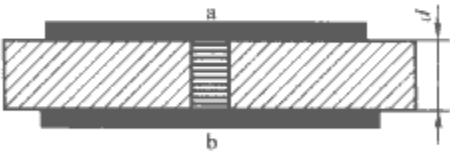


图 5.2-45 瓦格纳热击穿模型

瓦格纳的热击穿模型如图 5.2-45 所示。假设固体介质置于平板电极 a、b 之间，该介质有一处或几处的电阻比其周围

小得多，构成电介质中的低阻导电通道，其发热功率 Q_1

$$Q_1 = \frac{U^2}{R} = U^2 \gamma \frac{S}{d} \tag{5.2-104}$$

式中： U 为直流电压； S 为通道的横截面积； d 为长度； γ 为通道的电导率，电导率 γ 与温度的关系为 $\gamma = \gamma_{t_0} e^{\alpha(t-t_0)}$ ， γ_{t_0} 为导电通道在温度 t_0 时的电导率， α 为温度系数。

每秒钟导电通道的散热量为

$$Q_2 = \beta(t-t_0)d \tag{5.2-105}$$

式中： β 为散热系数。

由上可知， γ 是温度的函数，所以发热量 Q_1 也是温度的函数，因此对于不同的电压 U 值， Q_1 与 t 的关系是一簇

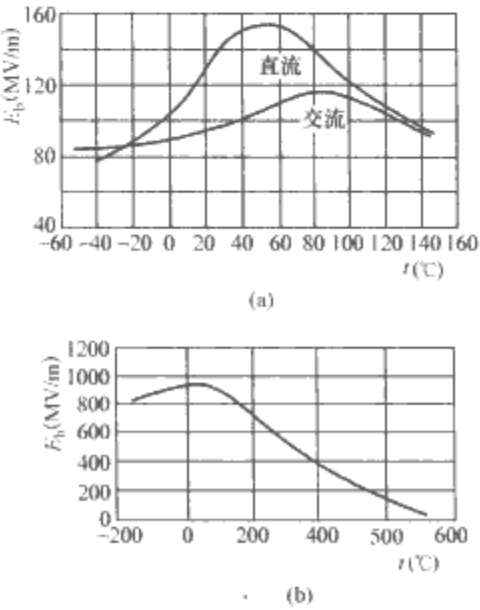


图 5.2-44 NaCl 单晶、白云母击穿场强与温度的关系
(a) NaCl 单晶；(b) 白云母

指数曲线(见图 5.2-46), 曲线 1、2、3 分别为在电压 U_1 、 U_2 、 U_3 ($U_1 > U_2 > U_3$) 作用下, 介质发热量与介质导电通道温度的关系。而散热量 Q_c 与温度差 $(t - t_0)$ 成正比, 如图中曲线 4 所示。

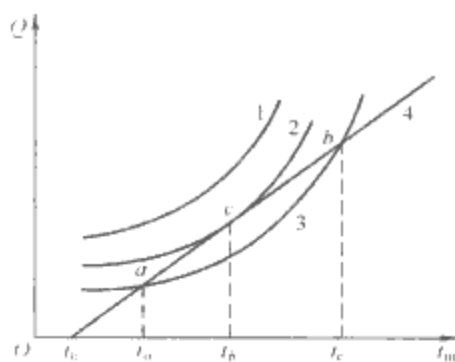


图 5.2-46 发热与散热曲线

热击穿临界电压

$$U_c = \sqrt{\frac{\beta}{S\alpha\gamma_0}} d e^{-\frac{U_c}{U_0}} \quad (5.2-106)$$

热击穿电压和温度的关系与电阻率和温度的关系相同, 只是指数减小了一半, 这一点已得到实验的证实。

4.3.3 不均匀电介质的击穿

不均匀电介质的击穿是指包括固体、液体或气体组合构成的绝缘结构中的一种击穿形式。与单一均匀材料的击穿不同, 击穿往往是从耐电强度低的气体中开始, 表现为局部放电, 然后或快或慢地随时间发展至固体介质劣化损伤逐步扩大, 致使介质击穿。

前述固体电介质击穿理论适用于宏观均匀的单一电介质的击穿现象, 在实际应用中经常遇到的是宏观不均匀介质或复合介质。因此研究不均匀介质的击穿具有重要的实用意义。这里先讨论最简单的双层复合电介质的击穿, 然后讨论以老化现象为主要机构的局部放电和树枝化击穿。

4.3.3.1 双层复合电介质的击穿

设双层复合电介质模型及其等效电路如图 5.2-21 所示。双层介质的厚度、电导率及介电常数分别为 d_1 、 d_2 、 γ_1 、 γ_2 和 ϵ_{r1} 、 ϵ_{r2} , 总厚度为 d , 外施电压为 U , 两层介质中场强分别为 E_1 、 E_2 。

设 U 为外施恒定电压, 若引入复合电介质的宏观平均场强 E , 稳态时得到

$$E_1 = \frac{\gamma_2 d}{\gamma_1 d_2 + \gamma_2 d_1} E, \quad E_2 = \frac{\gamma_1 d}{\gamma_1 d_2 + \gamma_2 d_1} E \quad (5.2-107)$$

在恒定电压作用下, 双层电介质具有最大击穿电压的条件应是

$$\gamma_1 E_{1B} = \gamma_2 E_{2B} \quad (5.2-108)$$

最大击穿电压为

$$U_b = E_{1B} d_1 + E_{2B} d_2 \quad (5.2-109)$$

式中: E_{1B} 、 E_{2B} 分别为第一层和第二层电介质的击穿场强。

在交变电压作用下, 由图 5.2-21 所示的等效电路, 可求得各层电介质中的电场强度为

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= \frac{\epsilon_{r2} \sqrt{1 + \tan^2 \delta_2} d}{\sqrt{(\epsilon_{r1} d_2 \tan \delta_1 + \epsilon_{r2} d_1 \tan \delta_2)^2 + (\epsilon_{r1} d_2 + \epsilon_{r2} d_1)^2}} E \\ E_2 &= \frac{\epsilon_{r1} \sqrt{1 + \tan^2 \delta_1} d}{\sqrt{(\epsilon_{r1} d_2 \tan \delta_1 + \epsilon_{r2} d_1 \tan \delta_2)^2 + (\epsilon_{r1} d_2 + \epsilon_{r2} d_1)^2}} E \end{aligned} \right\} \quad (5.2-110)$$

式中: $\tan \delta_1$ 、 $\tan \delta_2$ 分别为两层电介质的损耗角正切。

如果各层电介质的 $\tan \delta$ 远小于 1, 交变电压下双层电介质具有最大击穿电压的条件是

$$E_{1B} \epsilon_{r1} = E_{2B} \epsilon_{r2} \quad (5.2-111)$$

在脉冲电压作用下, 双层电介质具有最大击穿电压的条件与上式相同。

4.3.3.2 边缘效应及其消除方法

复合电介质在外施电压作用下, 由于周围媒质的击穿强度通常比固体电介质要小, 往往在固体电介质击穿之前先在电场集中的电极边缘处发生放电, 造成电极边缘处的电场分布发生强烈畸变, 若放电开始时外施电压高于介质的最小击穿电压, 则媒质放电后立即引起固体电介质的击穿。这种因电极边缘媒质放电引起固体电介质击穿的现象称为边缘效应。

消除边缘效应的方法之一就是将电极试样系统做成一定的尺寸和形状, 一般采用把试样制作为凹球面或凹面状。若试样厚度 t 与下凹部分最小厚度 d 之比足够大, 则击穿往往发生在足够均匀电场的最小厚度处。也可以采用将试样置放在两平板电极间、平板与圆球或圆球与圆球电极间的系统, 置于液体媒质之中。

另外是选用适当的媒质, 使在固体电介质击穿之前媒质中所分配到的电场强度低于击穿值。根据电场分布和获得最大击穿电压的条件, 在恒定电压下消除边缘效应的条件为

$$\gamma_1 E_{1B} > \gamma_2 E_{2B} \quad (5.2-112)$$

在交变电压下及脉冲电压下的条件为

$$\epsilon_{r1} E_{1B} > \epsilon_{r2} E_{2B} \quad (5.2-113)$$

式中: 脚标 1 表示媒质, 2 表示固体电介质; γ_1 、 γ_2 、 ϵ_{r1} 、 ϵ_{r2} 和 E_{1B} 、 E_{2B} 分别表示媒质、固体电介质的电导率、相对介电常数和击穿场强。

4.3.3.3 局部放电

在外施电压作用下, 在复合介质中, 当击穿强度较低的气体或液体中的局部电场强度达到其击穿场强时, 这部分就开始放电, 使电介质发生不贯穿电极的局部击穿, 即为局部放电。

长期的局部放电会使电介质特别是有机材料的劣化损伤逐步扩大, 导致整个电介质击穿。局部放电引起电介质劣化损伤的机理是多方面的, 但主要有如下三个方面:

电的作用: 带电粒子对电介质表面的直接轰击作用, 使有机电介质的分子主链断裂。

热的作用: 带电粒子的轰击作用引起电介质局部的温度上升, 发生热溶解或热降解。

化学作用: 局部放电产物使电介质受到的侵蚀可能比电、热作用更危险。

4.3.3.4 聚合物的树枝化击穿

在电场作用下固体介质中产生了具有气化了了的树枝状的痕迹, 树枝是充满气体的微细管道, 如图 5.2-47 所示。

根据树枝产生的不同原因可分为电树枝、水树枝与电化学树枝。

电树枝是在高电场作用下, 介质气隙中发生局部放电并缓慢扩散形成的树枝。造成树枝的原因可能是局部放电时电子和离子的轰击作用; 局部温升作用使介质局部过热和热分解; 树枝尖端形成的高电场作用以及电子注入效应。

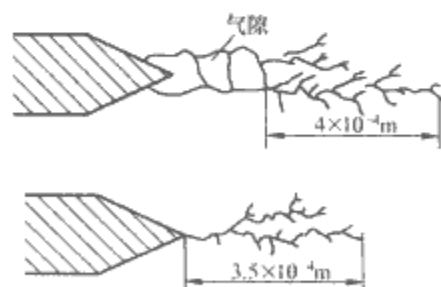


图 5.2-47 电极尖端有、无气隙时的电树枝

当介质中有微量水分存在时,水中的离子在电场作用下往复冲击绝缘物,使其发生疲劳损坏和化学分解,电解液便随之逐渐渗透、扩散到绝缘层深处,形成水树枝。经验表明,产生和发展水树枝所需的场强,比产生和发展电树枝所需的场强低得多。

水树枝与电树枝的特征不同,电树枝具有清晰分支,树枝管道是连续的;水树枝则常呈现绒毛状一片或多片,有扇状、羽毛状、蝴蝶状等,片与片之间不一定连续。

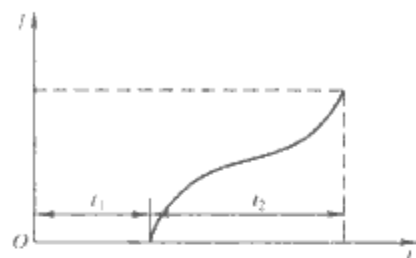


图 5.2-48 树枝生长长度与加压时间的关系

t_1 —树枝潜伏期; t_2 —树枝发展期

另外还有因环境污染或者介质中存在杂质而引起的电化学树枝,例如电缆中因腐蚀性气体在线芯处扩散,与铜发生反应形成电化学树枝。

树枝的发生与发展过程如图 5.2-48 所示。它存在一个潜伏期 t_1 和发展期 t_2 ,潜伏期与介质的树枝引发难易程度有关,发展期决定于树枝发展的难易。

电树枝中 t_1 主要受电极附近有无气隙存在、电极处的电场强度、电场的机械应力反复作用使介质发生疲劳损坏引起裂纹,成为树枝的引发点。 t_2 主要决定于介质中的局部放电强度及材料的耐树枝化能力。

抑制电树枝的方法研究较多。为抑制油纸绝缘的树枝可采用加压的充油结构;抑制聚合物电树枝的主要方法是尽可能消除绝缘结构中可能产生的任何电场突异点,即改进工艺制成电场最大均匀性的绝缘结构;更通用的方法还有在聚合物中添加各种添加剂,如稳压剂可以吸收注入的电子,免于对聚合物的破坏作用;使用较多的是芳香族衍生物,如葱、菲、茈类化合物。另外还有一些有机半导体、弱电解液和石英、二氧化钛等矿物填料也可以起到抑制树枝发展的作用。

5 绝缘材料电性能测试

5.1 试样

(1) 固体绝缘材料试样。

1) 绝缘电阻、体积电阻率、表面电阻率的测量。测量绝缘电阻的试样可具有任何实际形状,测量体积电阻率的试样应能在其上安装保护极,常用的试样有平板、带或管。

2) 相对介电常数和介质损耗角正切的测量。低频下测量时,有平板、薄膜、管等。高频下测量时,常用圆形平板或薄膜。

3) 工频介电强度的测量。对于薄板材料,应把薄板割切成方形或圆形试样。试样应有足够的尺寸,使它在试验条件下不发生飞弧。

(2) 液体绝缘材料试样准备。液体绝缘材料的电性试验时,必须取足够的液体,用来冲洗电极的液体也应计算在内,而且试样应具有代表性。

(3) 试样处理。按 IEC 推荐的标准条件进行预处理及条件处理。

5.2 绝缘电阻和电阻率的测量

绝缘体的电阻一般都用电压与电流之比测量。现有的方法可分为三大类:直接法、比较法、时间常数法。时间常数

法适用于薄膜材料的体积电阻率的测量。

(1) 直接法。在本方法中,电流用微安表、检流计测量,也可以用直流放大器测量已知标准电阻两端的电压来求取。有时用一只仪器测量电压与电流之比,直接指示电阻值,例如高阻计。

(2) 比较法。在本方法中把未知电阻与已知电阻相比,可采用施加相同的电压于上述电阻之上,确定其电流之比的方法。两电阻的比较也可在惠斯顿电桥上进行。

(3) 时间常数法。本方法是测定试样的时间常数 τ 来求取薄膜材料的体积电阻率。时间常数可以用自放电法或测定试样的电容与电阻来求取。

5.2.1 高阻计法测量绝缘电阻和电阻率的原理

高阻计法的测量原理如图 5.2-49 所示,采用直流放大器增加电流测量设备的灵敏度。通过试样的电流用测量标准电阻两端的电压来得到。这种测量方法一般做成电阻直读式仪表。放大器有两种形式:直流放大和直流调制放大。由于直流调制放大不存在零点漂移,与直流放大(可测量 $10^{17} \Omega$)相比,它可测更高的电阻($10^{19} \Omega$)。从图 5.2-49 可知电阻的计算公式为

$$R_x = \frac{U}{U_s} R_s \quad (5.2-114)$$

式中: R_x 为试样的绝缘电阻; U 为直流电源电压; R_s 为标准电阻; U_s 为标准电阻两端的电压。

从式(5.2-114)可以看出, R_x 的百分误差决定于测量电压 U 、标准电阻 R_s ,以及标准电阻两端的电压 U_s 的百分误差。 R_s 、 U_s 的误差一般主要由所用仪器决定。

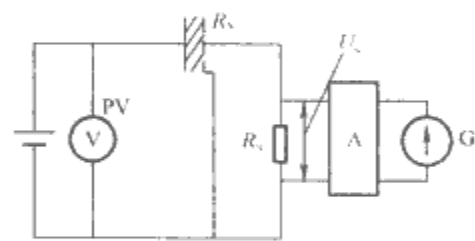


图 5.2-49 高阻计法的测量原理图
PV—电压表; G 检流计或微电流表

5.2.2 绝缘电阻和电阻率测量试样与电极

5.2.2.1 固体绝缘材料测量

为了准确测量体积电阻和表面电阻,一般采用三电极系统,见图 5.2-50。

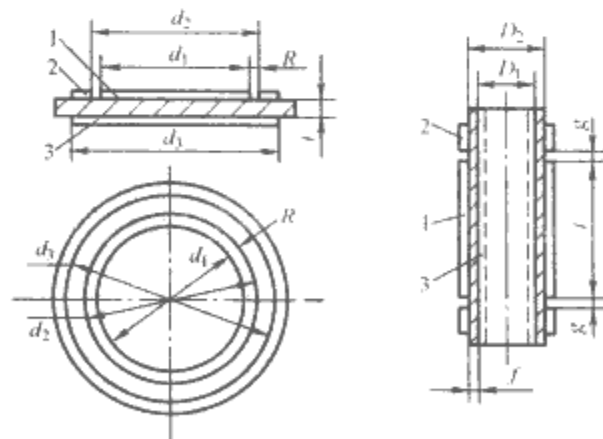


图 5.2-50 测量电阻用三电极系统简图

1—测量电极; 2—保护电极; 3—高压电极; d_1 —平板测量电极直径; d_2 —平板保护电极内径; d_3 —平板高压电极直径; l —管状测量电极长度; t —试样厚度或壁厚; g —测量电极与保护电极间隙; D_1 —管状试样内径; D_2 —管状试样外径

测量体积电阻时,保护极的作用是使表面电流不通过测量仪表,并使测量电极下的电场分布均匀。此时保护电极的正确接法见图 5.2-49。测量表面电阻时,保护电极的作用是使体积电流减少到不影响表面电阻的测量。为此,在测量体积电阻时图 5.2-50 中间隙 g 应当尽可能地小,而测量表面电阻时 g 应当大于 $2t$ 。表面电流(对于体积电阻的测量)或体积电流(对于表面电阻的测量)的影响可以忽略时,也可采用二电极系统。例如测量薄膜材料的体积电阻和表面电阻时可以采用二电极系统。

为了使电极与试样紧密接触,一般在试样表面粘贴或涂敷导电材料,这种材料通常称为电极材料。常用的电极材料有铝箔(用凡士林、硅脂等粘贴)、导电橡皮(用适当压力压接)、喷镀金属层、导电粉末、烧银等。其中导电橡皮使用方便,铝箔导电性好,喷镀金属层接触良好。这些电极材料对于一般有机绝缘材料均可选用。导电粉末一般用作细管的内电极。烧银电极适用于无机材料。总之,可根据材料类型、测试条件和所要求的测量精度选用电极材料。注意,电极材料取用不当,会对测量结果带来非常大的影响。

5.2.2.2 液体绝缘材料测量

测量液体绝缘材料用的电极必须易于清洗与装配;注入液体时各个电极的相互位置应保持不变;电极与液体间不发生化学作用;绝缘支架最好不浸入液体中。测量液体试样的体积电阻率时,采用三电极系统。最常用的有平行平板电极和圆锥形电极。前者易于清洗,后者易于排除气泡。平行平板与圆锥形电极见图 5.2-51。

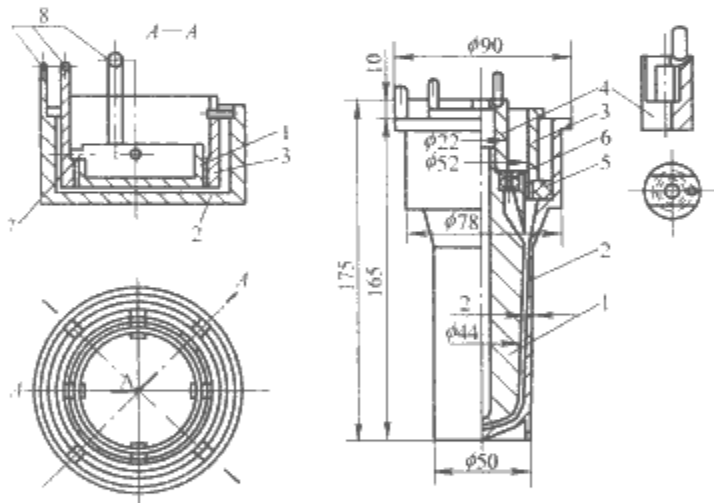


图 5.2-51 液体电极

1—测量电极;2—高压电极;3—保护环;4—提升柄;
5、6、7、石英垫片;8 接线端

平板、管状固体试样和使用平板圆锥形电极时液体试样的电阻率计算公式列于表 5.2-7 中。

| 表 5.2-7 绝缘电阻率计算方法 | | |
|-------------------|--|---|
| 试样与电极 | 体积电阻率 $\rho_v (\Omega \cdot \text{cm})$ | 表面电阻率 $\rho_s (\Omega)$ |
| 固体 | 平板 $\rho_v = R_v \frac{A_e}{t}$ 当 $d_1 = 5.0\text{cm}$, $g = 0.2\text{cm}$ 时, $\rho_v = 21.2 \frac{R_v}{t}$ | $\rho_s = R_s \frac{2\pi}{\ln(d_2/d_1)}$ 当 $d_1 = 5.0\text{cm}$, $g = 0.2\text{cm}$ 时, $\rho_s = 81.6 R_s$ |
| | 管状 $\rho_v = R_v \frac{2\pi l_e}{\ln(D_2/D_1)}$ 当 $d_1 = 5.0\text{cm}$, $g = 0.2\text{cm}$ 时, $\rho_v = 32.7 \frac{R_v}{\ln(D_2/D_1)}$ | $\rho_s = R_s \frac{\pi D_2}{g}$ 当 $g = 0.2\text{cm}$ 时, $\rho_s = 15.7 D_2 R_s$ |

| 续表 | | |
|-------|---|-------------------------|
| 试样与电极 | 体积电阻率 $\rho_v (\Omega \cdot \text{cm})$ | 表面电阻率 $\rho_s (\Omega)$ |
| 液体 | 平板 $\rho_v = R_v \frac{A_e}{t}$ 当 $d_1 = 12\text{cm}$, $g = 0.2\text{cm}$, $t = 0.2\text{cm}$ 时, $\rho_v = 54.8 R_v$ | — |
| | 圆锥形 $\rho_v = R_v \frac{C_{90}}{\epsilon_0} = \frac{C_{90} R_v}{0.088\ 54}$ | — |

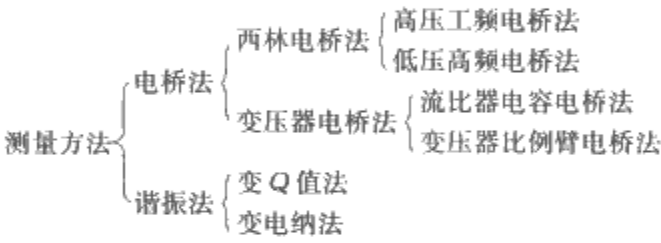
注 R_v , R_s 即图 5.2-49 中的 R_x ; A_e 为平板试样测量电极的有效面积, cm^2 ; $A_e = \frac{1}{4} \pi d_0^2$, $d_0 = d_1 + g$; l_e 为管状试样测量电极的有效长度, cm , $l_e = l + g$; g 为保护间隙宽度, cm ; t 为液体电极间隙宽度, cm ; C_{90} 为液体电极空电极电容, pF ; ϵ_0 为 $0.088\ 54\ \text{pF/cm}$;其他符号同图 5.2-50。

5.3 相对介电常数和介质损耗角正切的测量

5.3.1 相对介电常数和介质损耗角正切的测量方法概要

5.3.1.1 测量方法

测量方法主要按测试频率区分。由几十赫兹到 1MHz 用电桥法,由几十千赫兹到 100MHz 用谐振法。主要的测量方法如下:



5.3.1.2 二端测量和三端测量

二端测量简便,三端测量准确、繁琐。用谐振法时,只能作二端测量。

5.3.2 电桥法测量相对介电常数和介质损耗角正切方法与原理

测量原理图与计算公式见表 5.2-8。

5.3.2.1 工频下测量方法

工频下测量方法可以应用高压工频西林电桥和流比器型高压电容电桥。根据不同试样,高压工频西林电桥有正接电桥、反接电桥、大电容电桥、对角线接地电桥等,其灵敏度与测量电压成正比。为提高准确度,精密高压西林电桥线路增加保护电压使测量端与保护端等电位。应用这种电桥时,必须反复调节主电桥与辅助电源,测量繁琐。现在已有半自动与全自动西林电桥。

工频高压电桥不能在低压下测量绝缘材料的介电性能,因为此时灵敏度太低。但可以应用低压工频电桥,它是四电容电桥。试样的损耗用与标准电容器串联或并联的电阻进行平衡。

5.3.2.2 音频下测量方法

音频下测量方法可以采用低压高频西林电桥和变压器比例臂电桥。这种电桥的灵敏度随测量频率的增加而提高,因此频率低时灵敏度不高。可以用替代法测量以提高测量准确度。

5.3.3 谐振法测量相对介电常数和介质损耗角正切方法与原理

用谐振法测量绝缘材料的相对介电常数与介质损耗角正切,有多种方法,其中最常用的为变 Q 值法与变电纳法。这两种方法的测量原理图与计算公式见表 5.2-9。

表 5.2-8 电桥法测量相对介电常数和介质损耗角正切

| 测量方法 | 测量原理图 | 计算公式 | 适用频率 (Hz) | 使用场合 |
|----------|-------|---|--------------|--|
| 西林电桥 | | $C_x = C_N \frac{R_3}{R_1} \frac{1}{\tan^2 \delta_x + 1} = C_N \frac{R_3}{R_1}$ $\text{当 } \tan \delta_x < 0.1, \tan \delta_x = \omega C_1 R_1$ | 50 | 主要用于测量高压绝缘或设备的介质损耗角正切,也可用于测量绝缘材料的 ϵ_r 、 $\tan \delta$ |
| | | $C_x = C_N \frac{R_3}{R_1} \frac{1}{\tan^2 \delta_x + 1} = C_N \frac{R_3}{R_1}$ $\text{当 } \tan \delta_x < 0.1, \tan \delta_x = \omega C_1 R_1$ | 50~1M | 用于绝缘材料的相对介电常数和介质损耗角正切的测量,也可作介电特性的频谱测量 |
| 变压器比例臂电桥 | | $C_x = \frac{U_2}{U_1} C_0$ $G_x = \frac{U_2}{U_1} G_0$ $\tan \delta_x = \frac{G_0}{\omega C_0}$ | 30~3M | 用于绝缘材料的相对介电常数和介质损耗角正切的测量,也可作介电特性的频谱测量 |

注 表中符号含义: C_x 、 $\tan \delta_x$ 为试样的电容和介质损耗角正切; C_N 为标准电容; C_0 为可变标准电容; C_4 为与试样相对的桥臂上的可变电容; ω 为电场角频率; R_1 为与试样相对的桥臂上的可变电阻; R_3 为与标准电容器相对的桥臂上的固定电阻; G_x 为试样的电导; G_0 为可变电导; U_1 为与试样相邻臂的变压器线圈两端电压; U_2 为与试样相对的桥臂的变压器线圈两端电压; D 为平衡指示器。

不论用哪一种谐振法,试样电容都是根据替代法,即有、无试样时二次谐振下调电容的变化求取的。变 Q 值法测量试样介质损耗角正切的原理是根据接入试样后谐振时 Q 值的改变求取试样的等效并联电导。变电纳法测量介质损耗角正切的原理是用接入试样后谐振曲线宽度的变化求出试样的并联等效电导。

5.3.4 相对介电常数和介质损耗角正切测试试样与电极

5.3.4.1 固体绝缘材料的试样和电极系统

根据材料的形状,试样有平板、管、薄膜。为了消除表

面漏导对介质损耗的影响,在低频下推荐采用三电极系统,见图 5.2-51。在高频下,表面漏导的影响不大,可用二电极系统。应用二电极时,电极可与试样相等或小于试样。当电极中心不易对准时,可用不等电极。当电极大小相等而小于试样时,试样应伸出电极边缘达试样厚度的两倍。当电极不等时,大电极应超出小电极达试样厚度的两倍。

表 5.2-10 为平板与管状试样的极间电容 C_0 的计算公式和边缘电容 C_e 的校正公式。

表 5.2-9 谐振法测量相对介电常数和介质损耗角正切

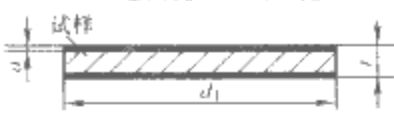
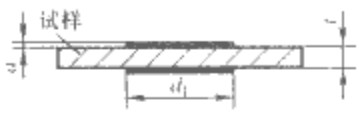
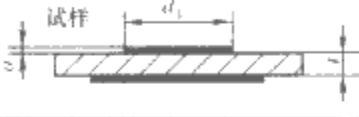
| 测量方法 | 测量原理图 | 计算公式 | 适用频率 | 优缺点 |
|--------|-------|---|--|---|
| 变 Q 值法 | | $C_x = C' - C''$ $\tan \delta_x = \frac{C' + C''}{C' - C''} \times \left(\frac{1}{Q'} - \frac{1}{Q''} \right)$ | $(10 \times 10^3 \sim 260 \times 10^6) \text{ Hz}$ | 测量简便, Q 值分辨能力差,不宜于低 $\tan \delta$ 的测量 |
| 变电纳法 | | $C_x = C' - C''$ $\tan \delta_x = \frac{\Delta C'' - \Delta C'}{2C_x}$ | $(10 \times 10^3 \sim 100 \times 10^6) \text{ Hz}$ | ΔC 的分辨能力比 Q 值的高,配合测微电极能用于测量低损耗介质的 $\tan \delta$ |

注 1. 表中含义: C_x 、 $\tan \delta_x$ 为试样的电容和介质损耗角正切; Q 为线路的品质因数; C_1 为调谐电容; C_2 为微调电容; ΔC 为谐振曲线的宽度,即二次失谐到半功率点电容的差值; L 为谐振线圈; R_1 为耦合电阻。
2. 表中符号凡是带“'”的表示不接试样的测量值,带“''”的表示接试样的测量值。

表 5.2-10 极间电容(几何电容)计算公式和边缘电容校正公式

| 电极类型 | 极间电容 C_0 (pF) | 边缘电容 C_e 的校正 (pF) |
|---------------|--|---------------------|
| 有保护极的圆形电极 | $C_0 = \epsilon_0 \frac{A_e}{t} = 0.08854 \frac{A_e}{t}$ <p>式中: A_e 为测量电极有效面积, $A_e = \frac{\pi}{4} (d_1 + g)^2$</p> | $C_e = 0$ |

续表

| 电极类型 | 极间电容 C_0 (pF) | 边缘电容 C_e 的校正 (pF) |
|-------------|--|--|
| 没有保护电极的圆形电极 | $C_0 = \epsilon_0 \frac{1}{4} \pi \frac{d_1^2}{t}$ $= 0.06954 \frac{d_1^2}{t}$ | (1) 电极直径=试样直径  当 $a \ll t$ 时, $\frac{C_e}{p} = 0.029 - 0.058 \lg t$ 式中: p 为测量极周长, $p = \pi d_1$ |
| | | (2) 电极相等, 小于试样  当 $a \ll t$ 时, $\frac{C_e}{p} = 0.019\epsilon_1 - 0.058 \lg t + 0.010$ 式中: $p = \pi d_1$; ϵ_1 为试样相对介电常数近似值 |
| | | (3) 不等电极  当 $a \ll t$ 时, $\frac{C_e}{p} = 0.041\epsilon_1 - 0.077 \lg t + 0.045$ 式中: $p = \pi d_1$; ϵ_1 为试样相对介电常数近似值 |
| 有保护电极的圆柱形电极 | $C_0 = \epsilon_0 \frac{2\pi(l+g)}{\ln(D_2/D_1)}$ $= 0.2416 \frac{(l+g)}{\ln(D_2/D_1)}$ | $C_e = 0$ |
| 无保护电极的圆柱形电极 | $C_0 = \epsilon_0 \frac{2\pi l}{\ln(D_2/D_1)}$ $= 0.2416 \frac{l}{\ln(D_2/D_1)}$ | 当 $\frac{l}{l+a} < \frac{1}{10}$ 时, $\frac{C_e}{p} = 0.019\epsilon_1 - 0.058 \lg t + 0.010$ $p = (\pi d_1 + t)$ 式中: ϵ_1 为试样相对介电常数的近似值 |

注 表中符号: a 为电极厚度, 余同图 5.2-50。各几何尺寸的单位为 cm。

测出试样电容 C_x 后, 可用式(5.2-115)求出试样的相对介电常数 ϵ_r

$$\epsilon_r = \frac{C_x - C_e}{C_0} \tag{5.2-115}$$

在高频下测量时, 为了减少接线影响, 应采用测微电极。此时不需校正边缘电容。试样电容 C_x 按式(5.2-116)计算

$$C_x = C'_r - C_r + C_{a0} \tag{5.2-116}$$

式中: C_{a0} 为试样的几何电容; C'_r 为取去试样回路谐振时测微电极的校正电容; C_r 为测微电极极间距离等于试样厚度时的校正电容。

5.3.4.2 固体绝缘材料用的电极材料

为使接触良好, 在试样表面粘贴或涂敷导电材料, 这种材料常称为电极材料。电极材料接触不良会使相对介电常数测量结果偏低; 电极材料的导电性差会引起附加损耗。对于平板或管, 低频下可用粘贴铝箔、真空喷镀金属、导电橡皮等电极材料, 高频下可用粘贴铝箔或烧银(无机材料)等电极材料。对于薄膜, 厚度在 $30\mu\text{m}$ 以下可用真空喷镀电极。

5.3.4.3 液体绝缘材料测量用电极系统

液体绝缘材料测量用电极系统分三电极系统与二电极系统两类。三电极的结构与测量体积电阻率用的相同。二电极结构有两种不同形式, 见图 5.2-52。由于杂质、水分等对液体的介电性能产生极大影响, 因此取样与电极的清洗极为重要, 必须按规定的手续进行。

测量液体材料的相对介电常数时, 电极的极间电容 C_0 按式(5.2-117)计算

$$C_0 = \frac{C_k - C_{n0}}{\epsilon_{rk} - 1} \tag{5.2-117}$$

式中: C_{n0} 为测得的空电极装置的电容; ϵ_{rk} 为校正液体的相

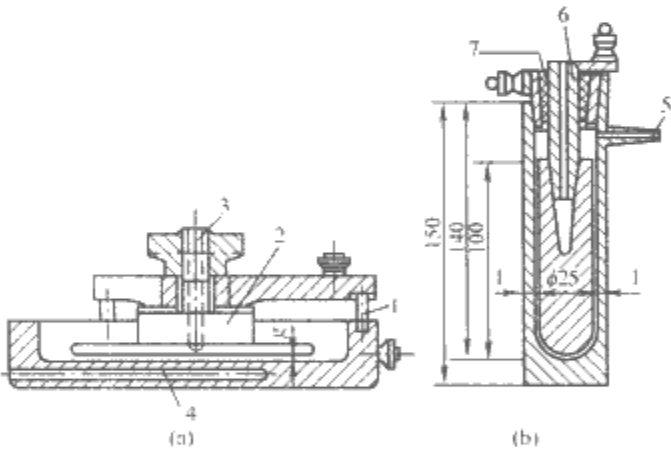


图 5.2-52 二端液体电极

(a) 平板型; (b) 圆锥型

1—石英柱; 2—1mm 的金属板; 3、4—温度计插孔; R —1mm 或 2mm 的间隙; 5—液体溢出口; 6—温度计插孔; 7—绝缘子

对介电常数; C_k 为注入校正液体后测得的电极装置的电容。

5.3.5 电桥法测量相对介电常数和介质损耗角正切

5.3.5.1 平衡技术

调节电桥平衡时, 首先平衡试样的电容部分, 然后平衡其损耗部分。以高压西林电桥(见表 5.2-8)为例, 首先调节 R_3 。当 R_3 调节到平衡指示器的读数变化不大时, 再调节 C_4 。而且必须反复调节 R_3 与 C_4 才能较迅速地达到电桥平衡。如果电桥为具有保护端的精密电桥, 还应对主电桥与辅助桥臂或辅助电源反复平衡, 直到主电桥与辅助桥都达到平衡, 操作才算完成。

在平衡过程中, 如果发现电桥不能平衡, 则可从表 5.2-11 所列现象寻找原因。

如果在平衡过程中发现电桥的灵敏度低, 则可能由下列

原因造成：

(1)平衡检测器不正常，灵敏度太低。例如，振动式检流计失谐。

(2)没有掌握平衡技术。以 QS3 电桥为例，如果一开始就调 C_4 ，由于 R_3 与平衡时应有的数值相差太大，改变 C_4 时，不平衡电流不会有多大变化，使人感到好像电桥不灵敏。

表 5.2-11 电桥不平衡的原因

| 部位 | 原因 | 现象 | 备注 |
|-----|-------------------------------|--|--------------------------------------|
| 主电桥 | (1) 线路或仪器不正常 | 1) 标准电容器支路断开 | R_3 越小越接近平衡，最后 $R_3 \rightarrow 0$ |
| | | 2) 试样支路断开 | R_3 越大越接近平衡， R_3 达到最大时电桥仍不平衡 |
| | | 3) 标准电容器或试样的保护极与被保护极相碰 | 调节 R_3 ，不平衡电流变化不大 |
| | | 4) 放大器坏了 | 去掉放大器，把振动式检流计直接接到电桥，可以平衡 |
| | (2) 被测试样性能超出电桥量程 | 1) 试样电容小于电桥量程最小值 | R_3 越大，越接近平衡，但 R_3 达到最大值，电桥仍不能平衡 |
| | | 2) 试样介质损耗角正切大于电桥量程最大值 | C_4 越大越接近平衡，但 C_4 达最大值，电桥仍不平衡 |
| | (3) 标准电容器的介质损耗角正切大于试样的介质损耗角正切 | C_3 越小越接近平衡，但 $C_4 = 0$ 仍不能平衡，把 C_x 、 C_0 对调，电桥能平衡 | 标准电容器受潮时常发生此现象 |
| 辅助桥 | (1) 辅助电源没接通或断路 | 调节数值大小不起作用 | |
| | (2) 辅助电源的相位错了 | 调节相位时，不平衡电流找不到最小值，把辅助电源反相，电桥正常 | |

注 表中内容针对 QS3 高压西林电桥而言。

5.3.5.2 屏蔽与接地

(1) 试样与电极。为使试样与电极不受外界电场的干扰，必须屏蔽，尤其是测量极。图 5.2-53 为一屏蔽完善的三电极装置。试样与电极安放在金属屏蔽箱内，该金属箱有两个对箱壳绝缘的引线端。保护极接到金属箱上。不保护极支撑着试样。一般，被保护极不接地，保护极接地，因而金属屏蔽箱接地。如果被保护极接地，则保护极不接地，金属屏蔽箱应对地绝缘。此时为了避免电磁感应，还应把整个试样电极装置放入另一个接地金属屏蔽箱内，即采用双重屏蔽。瑞士梯塔克斯(Tetlex)公司生产的 2801 电桥采用的就是这种屏蔽接地方式。

(2) 桥体和引线。桥体的接地与屏蔽视测量电压的高低、测量准确度的要求、试样是否接地等决定。引线的屏蔽也随电桥的类型有差异。

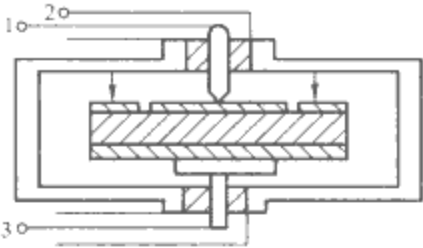


图 5.2-53 三电极测量试样屏蔽盒
1—被保护电极接线端；2—保护电极接线端；3—不保护电极接线端

测量高压绝缘结构或高压电器的介质损耗角正切时，由于测量电压高，从高压电源变压器到被试品或标准电容器的引线可以采用裸线代替屏蔽线。但绝不能用不带屏蔽的带绝缘层的电线，以免产生附加损耗。此外，在测试场中不可放置木梯、绳索、胶木板等杂物。这些绝缘电阻低、损耗大的杂物的存在，会引起介质损耗角正切的负误差。

(3) 强电场干扰的消除。在现场进行高压绝缘结构或设备的介质损耗角正切测量时，测量回路受到强烈的电场干扰，而试品的体积又大，不能放在屏蔽箱内，因而不能准确地测出试样的介质损耗角正切。可以采用下列方法消除电场干扰引起的测量误差。

1) 屏蔽法。本方法是在干扰源与试品间设置金属屏，使测试回路不受干扰电场的影响。

2) 倒相法。这方法是在电源电压正、反相下进行电容与介质损耗角正切的测量，得到两组数据： C_1 、 $\tan\delta_1$ 、 C_2 、 $\tan\delta_2$ 。然后近似按式(5.2-118)和式(5.2-119)计算试样电容 C_x 和介质损耗角正切 $\tan\delta_x$

$$C_x = \frac{C_1 + C_2}{2} \tag{5.2-118}$$

$$\tan \delta_x = \frac{\tan \delta_1 + \tan \delta_2}{2} \tag{5.2-119}$$

5.3.6 谐振法测量相对介电常数和介质损耗角正切

(1) LC 谐振回路。谐振回路应具有高的 Q 值。LC 回路的损耗主要来源于线圈，故谐振线圈的 Q 值应尽可能地高。用变 Q 值法测量时，如果有两个线圈可供选择，应选电感比较大的，使谐振电容值小，这样有试样与无试样谐振时 Q 值之差可以大些。

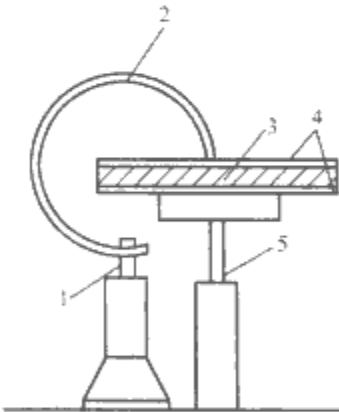


图 5.2-54 二电极系统试样与电极装置

1—高压端；2—高压引线；3—试样；4—电极；5—接地端

(2) 电极装置。谐振法采用二电极系统。在设计安装试样与电极装置时，必须考虑接线的影响与边缘电容的修正。最简单的装置如图 5.2-54 所示，此时引线必须用粗而短的裸铜线，传导电极的面积应比粘贴铝箔或烧银电极小。

为使试样接入与否接线电容都不变，可采用简单的夹具。此时，试样取去后，夹具仍保留在测量线路内。最好采用测微电极，此时不仅大大减小接线的影响，而且不需作边缘电容的校正。

5.4 介电强度的测量

这里主要介绍工频电压下绝缘材料的介电强度的测量。

直流电压和冲击电压下绝缘的击穿和耐压试验可参考绝缘结构电性能测试方法。

5.4.1 介电强度测量的原理与方法

5.4.1.1 原理

固体绝缘材料的短时击穿有电击穿、热击穿与局部放电导致的击穿。电击穿发展非常迅速，在 $10^{-7} \sim 10^{-9}$ s内就可完成。因此电压作用时间在秒到微秒数量级内，击穿电压几乎不随加压时间改变。而热的积累与局部放电的发展需要时间，因而击穿电压随加压时间而改变。所以测量固体绝缘材料的介电强度时，必须规定升压方式与升压速度。

5.4.1.2 方法

测量绝缘材料的工频介电强度一般有三种测量方法，即连续升压法，逐级升压法，慢速升压法。

连续升压法是施加于试样上的电压从零开始按一定速率连续上升，直到发生击穿为止。工频击穿试验升压速率见表5.2-12。

逐级升压法是让施加于试样的电压先以连续升压的速率上升，直到击穿电压的50%(击穿电压值可按材料的规范决定或用连续升压法测得)之后，按每级升压值(大约为击穿电压的5%~10%)逐级升压，每级停留1min，直到试样击穿为止。最后一级的电压值即为击穿电压。级与级之间的升压要尽可能地快，一般不超过10s，这段时间要计入后一级的停留时间内。如果击穿发生在升压过程中，则应取前一级的电压值作为击穿电压。每级升压值列于表5.2-13中。

表 5.2-12 连续升压法升压速率

| 试样 | 固 体 | | | 液 体 | | |
|-------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| 击穿电压 (kV) | <1 | <5 | <20 | >20 | <10 | >10 |
| 升压速率 (kV/s) | 0.1 | 0.5 | 1.0 | 2.0 | 1.0 | 2.0 |

慢速升压法是先让施加于试样的电压迅速上升到击穿电压的50%，以后电压缓慢匀速上升直到击穿。如果没有特殊要求，可参照表5.2-13中的规定进行。

逐级升压法与慢速升压法的电压作用时间较长，可更好地反映材料内部气隙等缺陷的存在。

表 5.2-13 逐级升压值及慢速升压速率

| 击穿电压值 (kV) | <25 | 25~50 | 50~100 | 100 以上 |
|----------------|-----|-------|--------|--------|
| 逐级升压每级升压值 (kV) | 1 | 2 | 5 | 10 |
| 慢速升压速率 (kV/s) | 17 | 33 | 83 | 167 |

5.4.2 介电强度的测量试样、电极和媒质

5.4.2.1 固体材料试样、电极和媒质的选择

通常研究绝缘材料的击穿规律或其机理，要求消除边缘效应。而作材料的检查试验时，可不采取任何消除边缘效应的措施。

(1) 试样。

1) 型材。为使击穿发生在均匀电场中，试样可做成各种型材，如图5.2-55所示。为使击穿不发生在电极边缘，试样厚度 d 与 δ 之比(d/δ)必须超过规定值。对于一般材料 $d/\delta > 5$ ，材料的介电强度愈高， d/δ 愈大。

2) 平板和管状试样。介电强度与试样厚度有关。试样厚度一般取材料原有厚度。对于特别厚的则加工到规定厚度；特别薄的试样也可模拟实际使用情况，以几层叠起来测试。对于击穿场强较高的材料可加防飞弧罩，以防击穿前表面飞弧。

(2) 电极。电极必须具有良好的导电、导热性能，电极

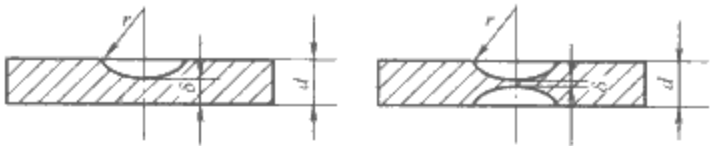
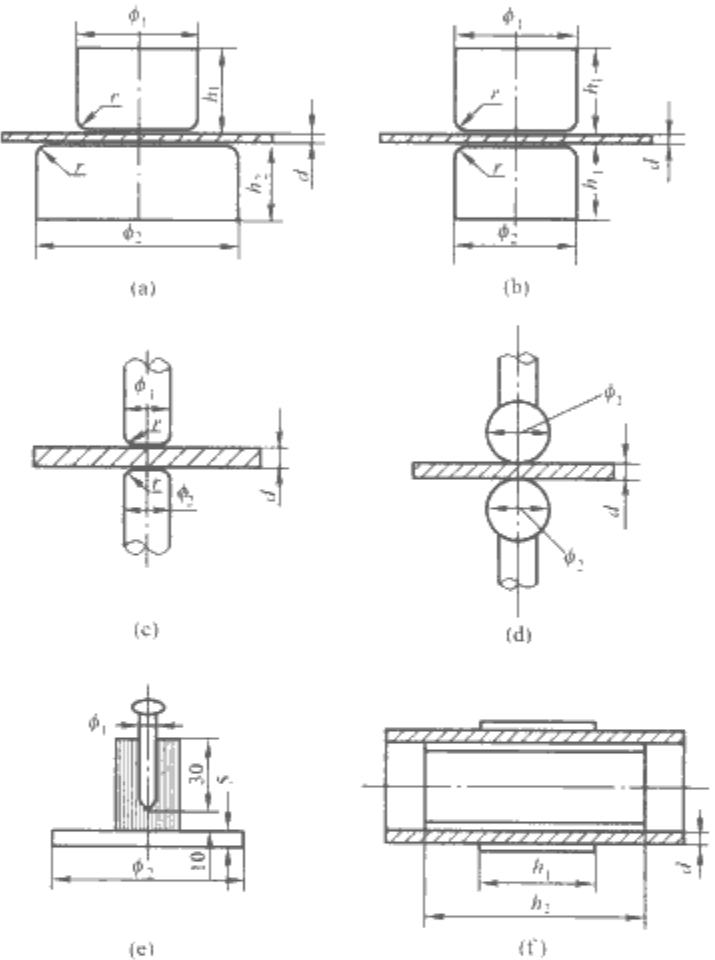


图 5.2-55 型材的形状与尺寸

表面要平整光滑并与试样有良好的接触。对于平板或薄膜试样，一般都用圆柱形黄铜或不锈钢电极，用自重压在试样表面。对于管或型材，要在试样表面粘贴铝箔或喷镀金属层。管状试样内径小时，可用弹性金属片、金属粉末或导电液体作内电极。

电极的形状与尺寸的选择主要考虑下列几个方面：在电极间形成比较均匀的电场，能适当地暴露材料的弱点，节省试样，使用方便。我国国标推荐的电极形状与尺寸见图5.2-56。



电极尺寸 mm

| 电极 | ϕ_1 | ϕ_2 | h_1 | h_2 | r | 应用范围 |
|----|----------|----------|-------|-------|-----|----------|
| A | 25 | 75 | 25 | 25 | 2 | 平板、薄膜 |
| B | 25 | 25 | 25 | 25 | 2 | |
| C | 10 | 10 | — | — | 0.5 | |
| D | 10 | 10 | — | — | — | 云母片 |
| E | 3 | 100 | — | — | — | 层压制品沿层击穿 |
| F | — | — | 25 | 50 | — | |

图 5.2-56 用于固体材料的电极(击穿试验)

(a)电极 A; (b)电极 B; (c)电极 C;
(d)电极 D; (e)电极 E; (f)电极 F

(3) 媒质。进行绝缘材料的检查试验时，击穿试验应在规定的媒质中进行，因为平板或管的介电强度与媒质有关。常用的媒质有空气、变压器油等。最好用绝缘系统中实际使用的媒质作为试验媒质。为了使平板试样的击穿不发生在电极边缘，可选用特种媒质。一般在工频下选用相对介电常数较大的媒质，在直流下选用电导率较大的媒质。

5.4.2.2 液体材料电极

测定液体介质介电强度用的电极有平板型和球型两种。我国标准采用平板型电极,见图 5.2-57。注入被试液体后,液面至少高出电极的最高点 22mm。电极离容器内壁各点不少于 13mm。电极与容器材料应与被试液体不起作用,一般用瓷或玻璃做容器,用黄铜或不锈钢做电极。测量前要用适当的溶剂清洗电极,再以被试液体冲洗,然后倒入试样进行试验。

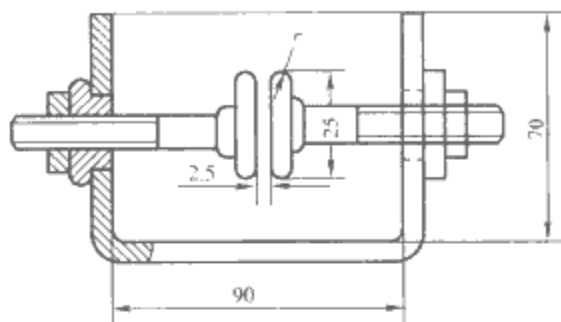


图 5.2-57 液体电极(击穿试验)

5.4.3 介电强度测试技术

5.4.3.1 击穿电压的测量

工频击穿电压通常用下列方法测量。

(1) 静电电压表法。高压静电电压表跨接在试样两端,直接测量击穿电压。其优点是使用方便,测量准确。使用时应注意空间静电场与电荷的干扰。

(2) 互感器测量法。通过互感器将高电压变为低电压,在低压侧接电压表测量电压。互感器和电压表都有很高准确度,故本方法有较高的测量准确度。

(3) 测量绕组法。有些试验变压器内部备有供测试电压用的绕组,此时可以把电压表接在测量绕组上。可把电压表的读数刻成变压器的输出电压。这种方法的测量准确度没有前两种高。这种方法的特点是简单方便,但准确度低。

5.4.3.2 击穿的判断

一般以过电流继电器的跳闸来判断试样的击穿。如果过电流继电器的动作电流选择恰当,上述方法是允许的。但继电器也可能由于闪络或大的电晕电流等作用引起跳闸,此时应以在试样上观察到贯穿小孔或开裂等痕迹作为击穿的确实凭据。对于薄膜材料,由于击穿电压低,而不能使过电流继电器跳闸。此时可用示波器观察电压波形,如波形突然下降,说明试样已击穿。

5.4.4 介电强度的测量设备与仪器

5.4.4.1 高压试验变压器

高压试验变压器的电压及容量由试样决定。测量绝缘材料电气强度用的试验变压器可根据试样的性能与厚度选用。试验电压应呈正弦形。规定波形畸变造成的波形因数的改变不大于 $\pm 5\%$ 。为了减少波形畸变,可在调压器与变压器间接入滤波器,滤掉谐波。

5.4.4.2 调压器

调压器接在电源与试验变压器之间,用来调节试验电压。最常用的调压器有自耦调压器和移圈式调压器两种。

(1) 自耦调压器。采用自耦变压器作调压器时,借助于一个滑动触点沿着绕组移动以改变输出电压。自耦调压器体积小、漏抗小、波形畸变小、价格便宜,但容量小。

(2) 移圈式调压器。这种调压器由三个绕组套在一个铁心上构成。绕组 I 和 II 的匝数相等,绕向相反,两个绕组的一端对接,另一端接电源。输出电压由一个绕组的两端引出。绕组 III 是一个短路线圈,紧套在绕组 I、II 的外边,可以上下移动。将绕组 III 均匀地由最低位置移到最高位置,如

果输出接在绕组 II 上,输出电压就由零平滑地上升到电源电压。移圈式调压器容量大。其缺点是漏抗比较大,影响输出电压的波形。

5.4.4.3 控制线路

控制线路要保证实现下列要求:① 只有试验人员离开高压危险区,并关好安全门后才能加压;② 升压必须从零开始;③ 试样发生击穿时能自动切断电源;④ 在自动升压装置中还要能自动完成升压、降压及停止等动作。

控制线路有手动式和自动式两种。成套的击穿试验装置都备有控制装置和线路图,试验时只需按其规程进行操作。

5.4.4.4 防护接地等安全装置

因为试验电压高,除了在控制线路中采用安全门开关、过电流继电器等外,还应采取下列防护措施:① 在试验回路的低压部分可能出现高压的地方都应安装保护放电器;② 高压测试回路和测量球隙线路中均应接保护电阻;③ 测试装置应有良好的接地,地线应采用多股线;④ 试验区应装有围栏,入口处应装电源的连锁装置和信号灯,并备接地棒以保证人身安全。

5.5 空间电荷测试方法

在 20 世纪 70 年代,热刺激法被用来研究材料内部的空间电荷,如热刺激电流 (Thermally Stimulated Current, TSC) 法,热刺激表面电位 (Thermally Stimulated Surface Potential, TSSP) 法,热致发光 (Thermoluminescence, TL) 法等。这些测量方法是有损测量,通过对试品进行缓慢的升温,检测升温过程中的电荷释放引发的电、光等信号,获得电荷的陷阱深度等信息。

20 世纪 80 年代以后,先后出现了多种空间电荷分布的无损测量方法。大致可以分为三类:热传导法、弹性波传输法、电应力法。

第一类:热传导法。在待测绝缘试样的一面施加一个温度变化,热量以非均匀的方式在试样中传导,从而使电荷发生位移。这种运动会在邻近电极间感应出可以检测到的电响应。由于可以采用不同方式产生具有各种时间响应特性的热传导过程,因此开发了几种检测技术。如果采用脉冲激光,测试方法称为热脉冲法 (Thermal Pulse Technique); 如果采用调制激光,称为激光强度调制法 (Laser Intensity Modulated Method); 如果采用温度阶跃,称为热阶跃法。

第二类:弹性波传输法。它采用压力波传输,即弹性波传输进入待测绝缘试样中。压力波以声速在待测试样中传输,引起材料中的电荷发生位移。这种运动会在邻近电极间感应出可以检测到的电响应。采用激波管、激光、压电材料都可以产生这种压力波,因此开发出不同的测试技术。如果采用激光,测试方法称为 LIPP 法 (激光诱导压力脉冲); 如果采用压电换能器,称为 PIPS (压电诱导压力阶跃或者压电诱导压力脉冲)。

第三类:电应力法。即在试样电极间施加一个瞬变电压。这样作用在每个电荷上的静电力发生变化,从而产生弹性波从电荷处传播出来,波的强度正比于电荷量。这些波以声速在试样中传播,可以通过传感器检测。当施加的是电脉冲时,称为电声脉冲法。

下面主要介绍目前使用最为广泛的压力波法和电声脉冲法。

5.5.1 压力波法

压力波法是与电位波法相对应的一种测试空间电荷的方法。此时的压力波并不是从电介质试样中接收,但是强压力

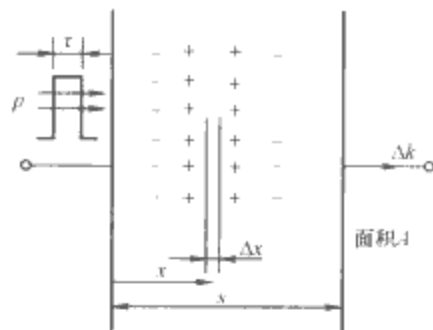


图 5.2-58 压力波法用于测量空间电荷

波却进入了试样，见图 5.2-58。

如果电荷出现，将会发生移动，与此同时电荷会在电极处转换。

目前有两种情况：①电路短路，电荷的转换以电流的形式表现出来，这一电流可以对电介质中的局部电荷进行相应的显示；②电极开路

导致的电压可以适当地反映出相应区域的局部电场强度。在这里，“局部”是指在观测时，压力脉冲所到之处。

电极上产生的电荷位移 Δk 为

$$\Delta k = \frac{1}{\epsilon} \frac{1 + \chi p}{s/\epsilon} \nu \tau \rho \Delta x \quad (5.2-120)$$

式中： ϵ 为电介质的绝对电容率； ϵ' 为受压时电介质的绝对电容率； χ 为介质的杨氏模量； ν 为压力脉冲的波速； ρ 为 x 处的空间电荷； x ， Δx ， p 和 τ 见图 5.2-58。

假设 $\epsilon \approx \epsilon'$ ，则也可这样简化

$$\Delta k = \frac{-\chi p}{s} \nu \tau \rho \Delta x \quad (5.2-121)$$

这也同时证明了 Δk 与压力 p 成正比。

关于试样的电流短路和电极开路的两种情况：

5.5.1.1 电流短路

电流通过一个超低电阻的电流测量器件组成短接电路，通过测量器件记录短路电流。

$$i = A \frac{dk}{dt} = A \frac{dk}{dx} \times \frac{dx}{dt} \quad (5.2-122)$$

式中： A 为电极表面积。引入 $\frac{dx}{dt} = \nu$ ，得 $i = -A \frac{\chi p}{s} \nu^2 \tau \rho$ ，或者 $i = B \rho$ （其中 B 为常量）。这样，可以得出：短路电流 i 与压力波作用处的空间电荷有着直接的关系。

5.5.1.2 电极开路

在电极开路情况下，电路保持开路，极间电压通过一个高阻抗测量器件进行记录。电荷位移 Δk 使得极间出现了一个电压降 ΔV ，为

$$\Delta V = A \frac{\Delta k}{C} \quad (5.2-123)$$

式中： C 为试样的电容。将 Δk 用前面表达式代换，则有

$$\Delta V = -A \frac{\chi p \nu \tau \rho \Delta x}{sC} \quad (5.2-124)$$

$$V = \int_0^x \Delta V = \int_0^x -A \frac{\chi p \nu \tau \rho \Delta x}{sC} = B \int_0^x \rho \Delta x \quad (5.2-125)$$

根据麦克斯韦理论，该积分等于 x 处的电通量密度。由 $D_x = \epsilon E_x$ ，则有 $V = \text{常数} \times E_x$ 。由此可得，电路的开路电压与入射压力波影响产生的位于 x 处的电荷感应电场强度 E_x 有着直接的关系。

5.5.2 电声脉冲法

首先对试样施加一个快速电压脉冲，例如脉冲峰值 50kV 持续时间 30ns。如果试样中有空间电荷，这些电荷将受到一个力的作用。左右两边的电极将受到一个脉冲压力 p 的作用，如图 5.2-59 所示。在某一个电极上装一个压力波传感器。空间电荷的大小和位置可以从传感器信号的幅值和时延得出。

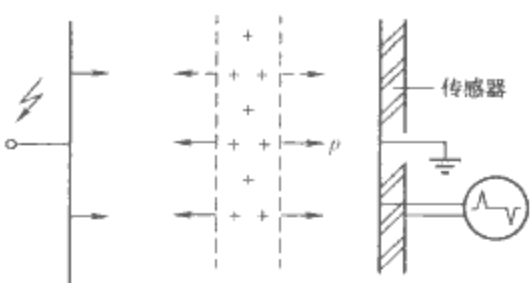


图 5.2-59 测量介质中空间电荷的电声脉冲法

电极也会产生一个信号，同时产生一个压力脉冲。该脉冲信号的幅值及到达时间取决于试样的尺寸，并可以为标准化回路提供参考，得到的波形见图 5.2-59。如果到达时间是从左到右记录的，那么可以得到空间电荷的精确分布： ρ 和 $-\rho$ 。在波形图的边缘上，电极被尖脉冲取代，而时间尺度被设计成与试样的尺寸相配合。在真实的电路设计图中，经常用到一种延迟阻塞，用来延迟声脉冲信号，直到产生脉冲时的干扰信号消失。另外，一系列的吸收阻塞被用来消除可能会影响测量的压力波的反射波。阻塞和用作传感器的压电薄膜见图 5.2-60。

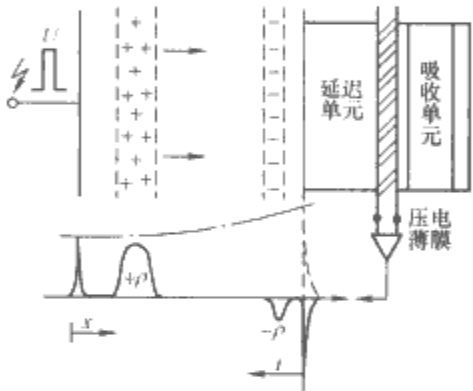


图 5.2-60 电声脉冲法在实际中的应用示意图

不同部分之间的界面必须满足以下要求：没有气泡、用少量硅油填充不同部分之间的空隙，金属部分的表面光滑平整。

在 x 处产生的压力 K 为： $K = qE$ ；单位面积的压力为： $p_0 = K/A = \rho Eb$ ，其中 ρ 为 x 处的空间电荷， A 为试样的面积， E 为 x 处电压作用下的电场强度， b 为电压脉冲的宽度，mm。 $b = v \Delta t$ ，其中 v 为声音脉冲在介质中的传播速度， Δt 为电压脉冲的宽度。

示波图中的测量电压是 $u = k_1 \rho Eb$ ，可以简化为 $u = k_0 \rho$ ，这样，电压 u 的值与测量处的空间电荷 ρ 就存在一个直接的关系，式中 k_0 是一个整体的灵敏度参数。但是要提高测量的精确度，还需要进行卷积计算。

电声脉冲法和压力波法空间电荷测量技术的比较见表 5.2-14。

表 5.2-14 电声脉冲法和压力波法空间电荷测量技术的比较

| 项 目 | 电声脉冲法 | 压力波法 |
|---------|-----------------------|--|
| 试品厚度 | 0.1~20mm | 0.05~20mm |
| 相对分辨率 | 2%~5% | 2%~5% |
| 最小分辨率 | 5 μm | 5 μm |
| 噪声和电子屏蔽 | 高压和信号电路分离，在有电晕放电时仍然可用 | LIPP 法的信噪比很高。但 PWP 法高压和信号电路仅通过耦合电容分离，在有电晕放电时噪声过大 |
| 高速测量 | 可以 | 可以 |

第3章 驻极体材料

本章主要对驻极体的基本原理和特性、制备方法和实验技术以及材料分类和应用等内容进行论述。

1 驻极体材料的基本物理原理

驻极体(electret)是指那些具有长期储存空间(真实)和极化电荷能力的固体电介质材料。因此掌握电介质中电荷分布及其所形成的电场、电场力和电流的变化规律对理解驻极体的各种现象和性质具有十分重要的意义。

1.1 驻极体的定义

驻极体是指那些能够长期储存空间(真实)和极化电荷的电介质材料。所谓“长期”是指储存电荷的衰减时间比驻极体的形成周期要长得多;或相对于研究周期而言,其电荷储存时间要长得多(几天甚至几百年)。因此,驻极体是带有准永久电荷的功能电介质,如果电介质材料能“长期”储存电荷而不消失,我们就将这种电介质材料称为驻极体。

驻极体概念的建立与完善经历了以下几个过程。1839年 M. Faraday 首次引入电介质的概念并指出:当外电场减小至零后,电介质中仍然保持一定量的剩余电矩。1885年英国科学家 O. Heaviside 提出了电介质永久极化假说,并于1892年将极化的电介质称之为驻极体,并在理论上做了进一步的相关研究。1919年德国物理学家 P. Debye 根据电介质极化理论和 Langevin 磁学相关模型建立了描述电偶极子的极化理论。同年,日本物理学家 Eguchi 用巴西棕榈蜡、松香和蜂蜡经过热极化成功地研制出世界上第一块人工驻极体,并在他的论文中把永久极化的电介质称之为“驻极体”。从此“驻极体”这一名词被科学界广泛接收。近代驻极体的定义是由巴西科学家 B. Gross 给出,他认为分子偶极子的有序取向和从电极注入的真实电荷是驻极体形成的两种基本形式,推动了驻极体研究的快速发展。

1.2 驻极体的电场

驻极体储存的电荷可以是外界注入的单极性空间(真实)电荷,也可以是体内极性分子有序取向而形成的极化电荷,或两者兼备。空间电荷包含储存于驻极体表面或近表面的表面电荷以及体内的真实电荷。如果驻极体材料是极性电介质或铁电体,则其体内有偶极或铁电畴区电荷的存在。几种典型驻极体的电荷分布如图 5.3-1 所示。由于双裸面或单裸面驻极体的表面或体内储存有大量电荷,使驻极体在体内和体外分别形成内电场和外电场。研究驻极体的电场分布及其变化对理解驻极体的性质十分重要。

图 5.3-2 是薄层驻极体示意图,驻极体平行于电极方向的横向尺寸比其厚度 d 大得多。设驻极体体内 $x=\bar{r}$ 的薄层上有体密度为 $\rho_r(x)$ 和面密度为 $\sigma_r(x)$ 的均匀电荷分布以及横向均匀分布的偶极电荷,其极化强度为 $P(x)$ 由外电场引起的感应(瞬时)极化强度 $P_i(x)$ 和由取向偶极子或微观位移电荷形成的弛豫(永久)极化强度 $P_r(x)$ 组成。

由弛豫极化产生的体电荷密度为 $\rho_p = -dP_r/dx$, 如果在某个平面上 $P_r(x)$ 变化 $\Delta P_r(x)$, 则对应的面电荷密度为

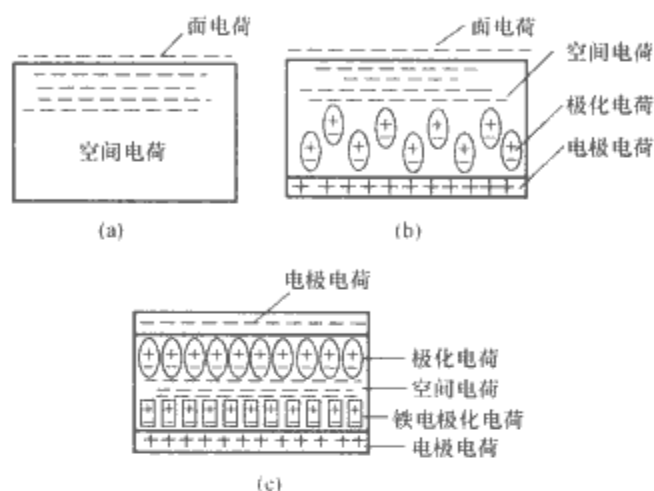


图 5.3-1 几种典型驻极体电荷分布示意图

- (a) 无电极单极性电荷驻极体;
(b) 具有表面和空间电荷的单面电极驻极体;
(c) 具有偶极电荷和空间电荷的双面电极驻极体

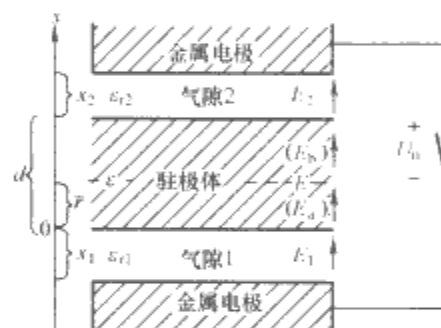


图 5.3-2 驻极体产生电场示意图

注: U_0 为外加电压或驻极体产生的电压。

$\sigma_p = -\Delta P_r(x)$ 。因此,驻极体的体电荷密度 $\rho(x)$ 和面电荷密度 $\sigma(x)$ 为

$$\rho(x) = \rho_r(x) + \rho_p(x) \quad (5.3-1)$$

$$\sigma(x) = \sigma_r(x) + \sigma_p(x) \quad (5.3-2)$$

若图 5.3-2 中的驻极体在 $x=\bar{r}$ 处有一电荷密度为 σ 的单极性电荷层,根据高斯定律和基尔霍夫第二定律可知,对于双面蒸镀电极的驻极体,即 $U_0=0$ 时,由电荷层分割的驻极体体内 a 和 b 两个区域的电场 E_a 和 E_b 分别为

$$E_a = -(\sigma/\epsilon_r\epsilon_0)(1-\bar{r}/d) \quad (5.3-3)$$

$$E_b = (\sigma/\epsilon_0\epsilon_r)(\bar{r}/d) \quad (5.3-4)$$

式中: ϵ_0 和 ϵ_r 分别为真空介电常数和相对介电常数。

对于双裸面驻极体,当 $x=0$ 和 $x=d$ 处的面电荷密度分别为 σ_1 和 σ_2 , 而金属电极上的感应电荷密度分别为 σ_{i1} 和 σ_{i2} , 且满足 $\sigma_{i1} + \sigma_{i2} = -(\sigma_1 + \sigma_2)$ 。则驻极体体内电场 E 和两侧外电场 E_1 和 E_2 的表达式分别为

$$SE = -U_0/\epsilon_r + x_1\sigma_1/\epsilon_0\epsilon_{r1}\epsilon_r - x_2\sigma_2/\epsilon_0\epsilon_r\epsilon_{r2} \quad (5.3-5)$$

$$SE_1 = -U_0/\epsilon_{r1} - d\sigma_1/\epsilon_0\epsilon_{r1}\epsilon_r - x_2(\sigma_1 + \sigma_2)/\epsilon_0\epsilon_{r1}\epsilon_{r2} \quad (5.3-6)$$

$$SE_2 = -U_0/\epsilon_{r2} + d\sigma/\epsilon_0\epsilon_r\epsilon_{r2} + x_1(\sigma_1 + \sigma_2)/\epsilon_0\epsilon_{r1}\epsilon_{r2} \quad (5.3-7)$$

式中: ϵ_{r2} 和 ϵ_{r1} 分别为上下气隙的介电常数, $S = x_1/\epsilon_{r1} + d/\epsilon_r + x_2/\epsilon_{r2}$ 。

对于单面蒸镀金属电极($x_1=0$)驻极体, 在 $\sigma_1=0$ 、 $\sigma_2=\sigma$ 和 $U_0=0$ 的情况下, 驻极体的体内电场 E 和体外电场 E_2 分别为

$$E = -x_2\sigma/\epsilon_0(\epsilon_r x_2 + \epsilon_{r2}d) \quad (5.3-8)$$

$$E_2 = d\sigma/\epsilon_0(\epsilon_r x_2 + \epsilon_{r2}d) \quad (5.3-9)$$

对于带体电荷密度为 $\rho(x)$ 的驻极体, 其内电场 E 和体外电场 E_1 和 E_2 可以看成由沿厚度方向的无限薄的面电荷层 $\rho(x)dx$ 组合产生的, 因此 E 、 E_1 和 E_2 可由以下方程求出

$$SE_1 = -U_0/\epsilon_{r1} - \int_0^d [(d-x)/\epsilon_0\epsilon_{r1}\epsilon_r + x_2/\epsilon_0\epsilon_{r1}\epsilon_{r2}] \rho(x) dx \quad (5.3-10)$$

$$SE_2 = -U_0/\epsilon_{r2} + \int_0^d (x/\epsilon_0\epsilon_r\epsilon_{r2} + x_1/\epsilon_0\epsilon_{r1}\epsilon_{r2}) \rho(x) dx \quad (5.3-11)$$

$$\epsilon_r\epsilon_0 dE/dx = \rho(x) \quad (5.3-12)$$

如定义 $\hat{\sigma} = \int_0^d \rho(x) dx$, $\hat{\sigma}_1 = [\int_0^d (d-x)\rho(x) dx]/d$ 和 $\hat{\sigma}_2 = [\int_0^d x\rho(x) dx]/d$, 则带体电荷密度为 $\rho(x)$ 的驻极体可等效为面电荷密度为 $\hat{\sigma}_1$ 和 $\hat{\sigma}_2$ 的驻极体, $\hat{\sigma}_1$ 和 $\hat{\sigma}_2$ 常称为等效面电荷密度。

对于单面蒸镀金属电极驻极体($x_1=0$), 自由面处的电动势为 $U=E_2x_2$, 在 $U_0=0$ 的情况下, 电动势的表达式为

$$U = x_2 d\hat{\sigma}_2/\epsilon_0(\epsilon_r x_2 + \epsilon_{r2}d) \quad (5.3-13)$$

当 $x_2 \gg d$ 时, 电动势表达式可简化成 $U = d\hat{\sigma}_2/\epsilon_r\epsilon_0$, 由此可见, 驻极体的表面电位由等效电荷密度 $\hat{\sigma}_2$ 和厚度 d 决定, 与上电极的距离 x_2 无关。

1.3 电场力和电流

1.3.1 电场力

对图 5.3-2 中双裸面横向均匀分布的驻极体而言, 在 $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}$ 且忽略气隙中材料的电致伸缩效应和驻极体与电极间的相对运动的情况下, 驻极体对上、下电极单位面积的作用力分别为 $F_1 = -\epsilon_{r1}\epsilon_0 E_1^2/2$ 和 $F_2 = -\epsilon_{r2}\epsilon_0 E_2^2/2$, 电极作用在驻极体上的力为

$$F = [-2U_0/\epsilon_{r1} - d(\sigma_1 - \sigma_2)/\epsilon_0\epsilon_{r1}\epsilon_r + (x_1 - x_2)(\sigma_1 + \sigma_2)/\epsilon_0\epsilon_{r1}^2](\sigma_1 + \sigma_2)/2S \quad (5.3-14)$$

对于带体密度分布的驻极体, 将等效面电荷密度 $\hat{\sigma}_1$ 和 $\hat{\sigma}_2$ 取代上式中的 σ_1 和 σ_2 即可对应电极作用在驻极体上的力。

对于单面蒸镀电极($x_1=0$)的驻极体而言, 电极对驻极体的作用力为 $F_2 = \epsilon_{r2}\epsilon_0 E_2^2/2$ 。

1.3.2 电流

当驻极体上电场发生瞬时变化或驻极体的储存电荷随时间变化时, 驻极体体内会产生电流。一般来说, 驻极体的电流 $i(x, t)$ 由传导电流 $i_c(x, t)$ 、极化电流 $\partial P_r(x, t)/\partial t$ 和位移电流 $\epsilon_0\epsilon_r\partial E(x, t)/\partial t$ 组成, 即

$$i(x, t) = \epsilon_0\epsilon_r\partial E(x, t)/\partial t + \partial P_r(x, t)/\partial t + i_c(x, t) \quad (5.3-15)$$

其中传导电流表示通过驻极体给定截面的电荷实际运动, 由正负载流子的欧姆电流和过剩电流组成, 即

$i_c(x, t) = [\gamma + \mu_+\rho_{r+}(x, t) + \mu_-\rho_{r-}(x, t)]E(x, t)$
式中: γ 为电介质的电导率; μ_+ 和 μ_- 为正负电荷的迁移率。

$$\gamma = e(n_+\mu_+ + n_-\mu_-) \quad (5.3-16)$$

众所周知驻极体的气隙电流与外电路电流相等, 且气隙电流是纯位移电流, 因此, 图 5.3-2 中单面蒸镀金属电极($x_2=0$)的驻极体在 $x=0$ 界面处的电流 $i(0, t)$ 为

$$i_c(0, t) = -d\sigma_r(0, t)/dt \quad (5.3-17)$$

由此可见, 驻极体表面电流来源于表面电荷的衰减。

对于双面蒸镀金属电极($x_1=0$ 和 $x_2=0$)驻极体在 $x=0$ 处的电流为

$$i(t) = d\sigma_{11}(t)/dt + i_c(0, t) \quad (5.3-18)$$

式中: $\sigma_{11}(t)$ 为下金属电极上的感应电荷密度。

综上所述, 当驻极体表面同时储存空间和极化电荷时, 驻极体将存在表面层电流, 驻极体表面层电流是导致驻极体面电荷衰减的主要原因。

1.4 驻极体的微观描述

电介质内离子、离子团、原子和分子在常态下都处于随机取向状态, 无论它们本身是否有电矩, 热运动使它们的宏观极化趋于零。然而在外电场作用下电介质会显示宏观电极化现象, 电极化的强弱常用微观极化率 α 表示。

电介质在外加电场作用下, 不仅非极性分子会产生位移极化 α_{de} (由电子云畸变引起正负电荷重心位移 α_e 和离子位移 α_i), 而且极性分子会沿电场方向产生取向极化 α_d , 同时驻极体体内的空间电荷也会形成极化 α_r , 因此, 电介质在外电场下的总电极化率为

$$\alpha = \alpha_e + \alpha_i + \alpha_d + \alpha_r = \alpha_{de} + \alpha_d + \alpha_r \quad (5.3-19)$$

通常情况下外电场引起电子云畸变和离子间相对位置的迁移极化是相当弱的, 因此偶极子取向极化对极性驻极体总极化的贡献具有重要意义。此外, 空间电荷的冻结可降低电荷载流子的迁移率, 而热激发可使空间电荷跳跃至新的平衡态, 因此, 当空间电荷被捕获在深能级的陷阱中形成“永久”极化对驻极体来说具有特殊重要的意义。

1.4.1 电极化方程

1.4.1.1 Clausius-Mossotti 方程

如果电介质中单位体积内含有 N_0 个分子, 则单位体积电介质在外电场 E 作用下的电极化强度为

$$P = (\epsilon_r - 1)\epsilon_0 E = N_0 \alpha E_e \quad (5.3-20)$$

式中: E_e 为单位体积内 N_0 个分子形成的局域电场, 对球形电介质来说, 在基于介质球内分子生产的电场在其中心处相互抵消这个假设的基础上其局域电场为

$$E_e = E + P/3\epsilon_0 = (\epsilon_r + 2)E/3 \quad (5.3-21)$$

这个方程被称为 Clausius-Mossotti 方程, 这个方程仅适用于气体、非极性电介质和结构高度对称的电介质等。如将 Clausius-Mossotti 方程代入式(5.3-20)中则

$$N_0 \alpha / 3\epsilon_0 = (\epsilon_r - 1) / (\epsilon_r + 2) \quad (5.3-22)$$

这是在 Lorentz 有效场下得到的电介质宏观极化量与微观参量之间的关系式。如果以摩尔体积 $N'_0 = M/d$ (M 和 d 分别是电介质的摩尔质量和摩尔密度)代替单位体积, 则对应于摩尔极化 $[P]$ 的 Clausius-Mossotti 方程为

$$[P] = N'_0 \alpha / 3\epsilon_0 = (\epsilon_r - 1)M / (\epsilon_r + 2)d \quad (5.3-23)$$

1.4.1.2 Debye 方程

在外电场作用下大多数极性电介质材料内有极分子的取

向极化和位移极化而形成的平均电偶极矩 μ 为 $\langle \mu \rangle = \alpha_{de} E_e + \langle \mu_{0E} \rangle$, 式中 $\langle \mu_{0E} \rangle = \mu_0 \langle \cos \theta \rangle$ 是电介质在热运动与电场作用下处于动态平衡时, 材料内所有偶极分子的偶极矩沿电场方向的统计平均值。根据 Boltzmann 定律和 Langevin 函数 $L(y) = \langle \mu_{0E} \rangle / \mu_0 = y/3 - y^3/45 + \dots$, 且在电场与分子偶极矩间相互作用比热动能要小得多的条件下 ($\mu_0 E_e / kT \ll 1$), $\langle \mu_{0E} \rangle = \mu_0 \langle \cos \theta \rangle = \mu_0 L(y) = \mu_0^2 E_e / 3kT$, 式中 k 是 Boltzmann 常数, 因此 $\alpha = \alpha_{de} + \alpha_d = \alpha_{de} + \mu_0^2 / 3kT$ 。在 Lorentz 有效场下, 将 α 代入式(5.3-23)方程可得

$$[P] = (\epsilon_r - 1)M / (\epsilon_r + 2)d = N'_0 (\alpha_{de} + \mu_0^2 / 3kT) / 3\epsilon_0 \quad (5.3-24)$$

这个方程被称为 Debye 方程, 它给出了极性材料的静态摩尔极化率的定义, 它对确定分子偶极矩起着重要作用。

1.4.2 驻极体的微观描述

固体驻极体材料体内大量分子被定位于由相邻分子间强相互作用形成的周期场内具有不同能级且彼此分离的平衡位置内。在电场作用下, 固体分子将围绕其平衡位置振动, 如果分子从外界获得足够的能量, 它们就可能越过原势垒进入新的平衡状态。假定每个分子仅存在两个平衡态(见图 5.3-3 中 1 和 2 为基态能级, 3 为激发态能级), ω_{12} 和 ω_{21} 分别表示偶极子从 1 到 2 或从 2 到 1 取向变化的概率。当外电场取消后位置 1 和 2 间的取向随时间的变化规律为 $P = P_r \exp(-t/\tau_m)$, 式中 $\tau_m = 1/(\omega_{12} + \omega_{21})$ 为分子(微观)弛豫时间, 它与介质中极化弛豫分子所处势阱的深度、在势阱中的运动状况及其穿越势垒的概率有关。因此, 极化弛豫可用弛豫时间的分布来描述, 通过极化弛豫响应的测量可确定对应的微观机制。

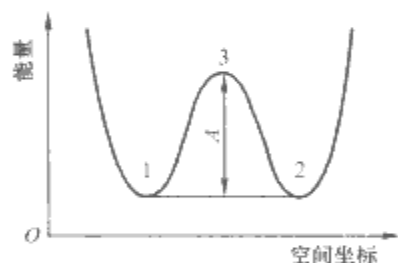


图 5.3-3 双阱模型的势垒示意图

在 Arrhenius 理论的基础上 Eyring 指出: 偶极子弛豫过程中, 分子的弛豫时间与其活化能密切相关, 分子弛豫时间与势垒高度的关系为

$$\tau_m = 1/\alpha = (h/kT) \exp(A/kT) \\ = (h/kT) \exp(-S/k) \exp(H/kT) \quad (5.3-25)$$

式中: $\alpha = (kT/h) \exp(-A/kT)$, $h = h/2\pi$, h 是 Plank 常数, A 为对应于势垒高度的自由活化能; S 和 H 分别表示对应激发态活化能的熵和焓。Eyring 理论对于描述由热激发穿越势垒的各种过程具有普适性。

大部分驻极体在频域中的弛豫谱远宽于理想的 Debye 弛豫谱且不对称, 这是因为在凝聚态物质中存在着近邻原子和分子之间的相互作用, 由于多个粒子之间的相互作用, 使得粒子在陷阱中的分裂能级展宽成为能态密度非常高的准连续能带, 其能量为毫电子伏量级远低于晶格的热振动能。当处于基态的粒子向激发态跃迁的过程中将出现原子在晶格中的迁移等热跃迁过程(活化能为电子伏)和相关能态粒子之间的微小位移(能级差为毫电子伏)。因此带电粒子在驻极体体内的跃迁覆盖了由毫电子伏到电子伏间的区域而呈现出宽于理

想 Debye 模型的弛豫响应谱。

对于由完全相同的分子组成的固体聚合物材料而言, 由于高分子的长链结构可以带不同的侧基, 加上支化、交联、结晶、共聚和取向等, 使得高分子的运动单元具有多重性。高分子的运动主要包括整个链的运动、链段的运动、链节的运动、侧基的运动和晶区的运动等(与外加温度有关)。因此, 随着外电场和外加温度的变化, 聚合物驻极体材料内分子的转动和取向相继出现, 其各种弛豫过程可用 β 、 α 和 ρ 等弛豫区的弛豫时间谱来表征。图 5.3-4 中由于聚合物链的 Brawmain 运动使聚合物在最低频率区内产生由偶极基团的转动而形成 α 弛豫和 β 弛豫, β 和 α 弛豫的相对强度取决于相应的运动单元在弛豫过程中有多少偶极子基团的取向。比较 β 和 α 弛豫, α 弛豫的峰要明显地比 β 弛豫高很多, 同时 α 弛豫的温度依存性要比 β 弛豫密切, β 弛豫仅微弱地依赖于温度。随着外加电场频率的增加和温度的升高出现了与驻极体内空间电荷密切相关的 ρ 弛豫。

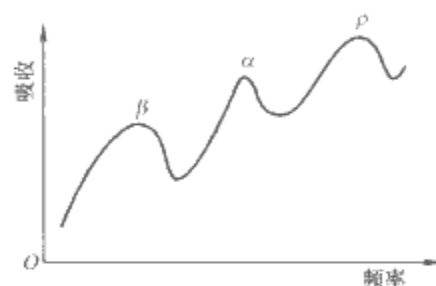


图 5.3-4 聚合物的吸收

1.5 零电场面

如前所述, 被捕电荷在驻极体体内形成初始空间电荷分布 $\rho(x)$ 并产生相应的自身电场 $E(x)$, 自身电场对载流子运动和空间电荷云的扩散起着重要作用。一般情况下, 驻极体内部的空间电荷及其相应的自身电场分布是不均匀的。因此, 在驻极体内沿样品的厚度方向至少有一个面 ($x = x_{(i)}^*$) 的电场 $E(x_{(i)}^*) = 0$, 这个面称为零电场面 (Zero Field Plane, ZFP)。在零电场面两侧电场的方向是相反的, 它对脱阱电荷的传输和扩散同样起着重要作用。

对体电荷分布为 $\rho(x)$ 的双面蒸镀电极的驻极体在外电路短路的条件下, 驻极体体内的零电场位置 $x = x_{(i)}^*$ ($i = 1, 2, \dots$) 可由下式(5.3-26)确定

$$\int_0^{x_{(i)}^*} \rho(x) dx = \hat{\sigma}_1 = [\int_0^d (d-x)\rho(x) dx] / d \quad (5.3-26)$$

当驻极体体内的电荷分布随时间发生变化时, 零电场面也随时间发生变化, 为此, 通过零电场平面的电流一般由空间电荷场内载流子的运动、浓度梯度变化引起的载流子扩散和注入带电离子形成的电流三部分组成。对双面蒸镀电极和外电路短路的薄膜驻极体而言(见图 5.3-2), 其零电场面上驻极体的放电电流表达式为

$$i(t) = -\rho[x_{(i)}^*(t), t] dx_{(i)}^*(t) / dt, \quad i = 1, 2, \dots \quad (5.3-27)$$

并满足

$$\rho(x_{(0)}^*, t) dx_{(0)}^* / dt = \rho(x_{(1)}^*, t) dx_{(1)}^* / dt = \dots \quad (5.3-28)$$

式(5.3-27)称为零电场平面的运动方程, 式中 $\rho[x_{(i)}^*(t), t]$ 是在零电场平面内的空间电荷密度, $dx_{(i)}^*(t) / dt$ 表示零电场平面的运动速率。由零电场平面的运动方程表明, 短路驻极体的放电电流依赖于空间电荷场作用下的载

流子运动,薄膜驻极体的电流是由零电场平面的电荷密度和运动的速率乘积来定义,且每个零电场面的运动都是彼此相关的。

2 驻极体的制备方法

驻极体的制备方法有多种。通过放电法(电晕放电或气隙击穿放电)、接触充电、粒子束辐照或经样品自由面直接注入载流子等方法使部分注入电荷被材料陷阱捕获而形成空间电荷驻极体,这类驻极体中沉积电荷的符号与电极电位的极性一致。偶极电荷驻极体是在室温(或高温)下对电介质施加电场,使体内偶极电荷沿电场方向取向而形成的。极性驻极体的面电荷符号与电极电位相反。下面介绍几种常用的驻极体制备方法。

2.1 热极化

热极化法是以恒定的速率将电介质从室温升温到极化温度(偶极子的取向温度)后,对电介质施加一外电场,使热活化的分子偶极子沿电场方向发生位移极化和取向极化(或注入空间电荷),经过几分钟至几小时后,在维持电场的情况下,将温度冷却至某一低温值,以冻结取向偶极子(和促进空间电荷的捕获),随后取消外电场完成电介质的热极化。

用热极化方法制备的驻极体称热驻极体(或极性驻极体)。热极化过程中会出现三类充电现象:①偶极子取向或由电介质内介电吸收的电荷分离形成异号电荷的内部极化;②由于气隙间的火花放电在样品内沉积的同号电荷;③通过接触电极注入同号电荷。这些现象中哪一个起主导作用则与材料结构的几何形状、充电过程中温度、电场、电极和界面间的物理状况有关。

热驻极体的常用极化参数是:极化电场约为1MV/m,极化时间取几十分钟,电荷密度可达 $(3 \times 10^{-6} \sim 1 \times 10^{-4})\text{C}/\text{m}^2$ 。热驻极体在形成过程中出现了极化的异号电荷和在储存过程中由异号电荷向同号电荷的转换是其基本特征。热极化的主要缺点是样品中横向电荷分布不太均匀,注极效率较低。典型的热极化驻极体有巴西棕榈蜡、聚偏氟乙烯(Polyvinylidene fluoride, PVDF)及其共聚物和生物驻极体等。热驻极体在压电传感器和热释电检测器领域中得到广泛应用。

2.2 电荷注入

电荷注入法是高绝缘薄膜驻极体形成的有效方法,它可将空间电荷层注入薄膜的近表面或体内深层,常用的电荷注入方法有:电晕充电、气隙击穿放电、液体接触充电和非穿透性单能电子束辐照等,典型的电荷驻极体材料有聚四氟乙烯(Polytetrafluoroethylene, PTFE)、氟化乙丙烯共聚物(Tetrafluoroethylenehexa-fluoropropylene copolymer, FEP)、可溶性聚四氟乙烯(Tetrafluoroethylene-per-fluoromethoxyethylene copolymer, Teflon AF)、二氧化硅(SiO_2)、氮化硅(Si_3N_4)和环烯共聚物(Cycloolefin copolymers, COC)等。

2.2.1 电晕充电

电晕充电是在常压下利用非均匀电场引起空气局部击穿的电晕放电产生的离子束轰击电介质,并使离子电荷沉积于电介质表面和体内的充电技术。电晕充电可以对注入电荷的极性和数值以及电荷的横向均匀性进行有效调控,以获得横向均匀分布的高电荷密度驻极体。

电晕充电的基本过程是在常压下将几千伏(5~10kV)的正(或负)高压加在一根金属放电针(如钨针)上,当金属针加

上高压时,针端下方的空气产生电晕电离(脉冲式局部击穿放电),载流子在电晕场的作用下到达样品表面。根据针尖电极极性,或正或负的离子可以沉积于电介质的表面上(离子撞击样品表面的能量等效于2~3keV的电子束能),这时电介质表面上将沉积与放电针极性相同的真实电荷,从而获得了空间电荷驻极体。图5.3-5是典型的常压高温栅控恒压电晕充电装置示意图。

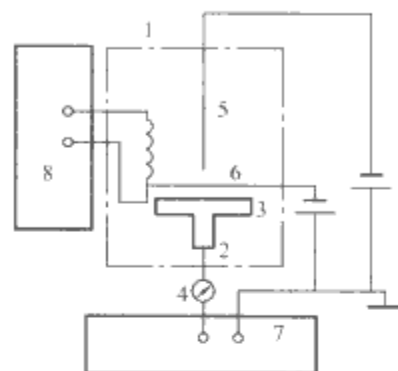


图 5.3-5 高温电晕充电装置示意图

1—烘箱; 2—背电极; 3—样品和样品夹具;
4—静电计; 5—电晕针; 6—栅极; 7—X-Y
记录仪; 8—控温装置

由于单针电晕充电的效率较低,为了扩大电晕充电范围和提高充电效率,人们使用以针端位于同一水平面内呈阵列分布的多针,或者是以刀口型、弦丝型的线状电极对样品进行电晕充电,这是工业驻极体生产中极化工艺常用的电极模式。为了改善单针电晕充电驻极体表面充电电荷密度的横向分布均匀性,在电晕电极和样品间附加一个平行于样品表面的平面金属栅网(栅网安置要求靠近样品而远离针极),并提供一定量值与电晕电压同极性的电压(称栅压),形成了栅控恒压电晕充电(见图5.3-5)。利用栅控恒压电晕充电既可使样品捕获电荷实现横向均匀分布,同时又有效地控制了样品的注入电荷密度。

常温电晕充电的注入电荷绝大部分沉积在驻极体的表面或近表面层的浅陷阱中,由于样品表面浅阱中的电荷容易受到外界干扰而衰减,致使驻极体的电荷储存稳定性下降。如采用高温恒压电晕充电,使被捕于阱中的电荷受高温热激发而脱阱,提高深阱电荷的捕获比例,改善驻极体的电荷储存稳定性。电晕充电技术因为具有设备简单,操作方便,充电效率高等优点而在工业驻极体生产中被广泛应用。

2.2.2 液体接触充电

液体接触法充电的基本过程是经单面镀电极的高绝缘性电介质薄膜的自由面上放置一个覆盖潮湿棉织品(或毡)的电极,并在上下电极间施加 $10^2 \sim 10^3\text{V}$ 的充电电压。作用在液层上的电场引起电荷的分离及离子向薄膜表面和体内迁移,在维持电场的情况下抬起上电极使液体蒸发,则完成对薄膜的充电,然后,通过老化工艺把电荷从介质的表面导入体内,获得高电荷密度和长电荷储存寿命的驻极体。适合于接触法充电的液体包括酒精、丙酮和去离子水等。液体接触充电制备的驻极体的表面电荷密度的横向分布非常均匀。液体接触充电方法的基本优点是:仪器设备简单,通过外加电压可以有效地控制初始电荷密度,和电荷密度的横向均匀分布等,对大面积聚合物表面进行液体接触充电,可以通过软湿电极沿样品表面的均匀移动来实现。

2.2.3 非穿透性单能电子束辐照充电

非穿透性单能电子束辐照充电是在真空系统中将能量小于50keV的单值低能电子束辐照电介质样品,当电子的射

程小于样品的厚度时,注入电子被样品内陷阱所捕获。图 5.3-6 是电子束辐照充电的示意图。充电时单面蒸镀电极样品或双面蒸镀电极样品薄膜被安放在 10^{-4} Pa 量级真空度的腔室内,束电流密度为 10^{-4} A/m²,辐照时间几十秒以内,膜厚小于 50 μm。

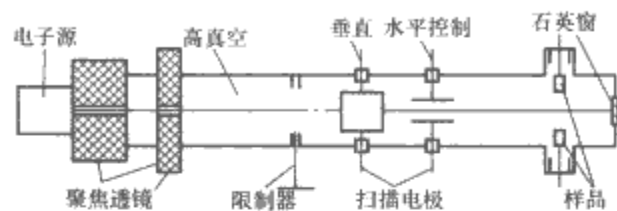


图 5.3-6 以单能电子束扫描充电形成的薄膜驻极体实验装置示意图

对单面蒸镀电极(电极接地)样品而言,电子束从样品的自由面注入,部分电子在撞击自由面释放出二次电子的同时在样品表面层上留下一些正电荷。而那些进入照射样品体内的注入电子与材料相互作用后将产生低能量二次载流子,这些二次载流子很快被介质的体内陷阱所捕获并将产生比本征电导率高几个数量级的辐射感应电导率。那些初级注入电子由于不断与样品体内的分子发生碰撞,导致其能量不断减弱,最终被样品体内陷阱所捕获,并在平均射程附近形成初始负电荷分布区,负电荷分布形成的电场使电子向材料的背电极漂移,而形成电荷稳定分布的负电性空间电荷驻极体。

电子束辐照充电的主要优点是:①通过调节注入电子束能量和束电流能精确地控制注入电荷沿材料厚度方向的分布(电荷层平均深度及电荷密度),提高非极性驻极体的电荷储存稳定性。②能系统研究在受控条件下形成的驻极体的空间电荷分布及其衰减规律。电子束辐照充电对驻极体形成机制及其电荷的分布变化的研究具有重要意义。

2.3 光致极化

具有光电导特性的电介质材料,在电场作用下通过可见光、单色光、紫外光或激光等辐照电介质表面,将电介质中的电子从常态或深捕获态激发至导带,从而形成准永久分布的空间电荷驻极体。这种极化方法称光致极化,由此形成的驻极体称为光驻极体。

光致极化的产生主要归应于光致载流子的形成和场致电荷的位移以及电荷被介质体内陷阱的捕获,其形成过程是:将光电导介质材料的单面或双面覆盖透明电极,在外电场作用的同时用波长小于电介质光吸收阈值的紫外、可见光、单色光或激光辐照电介质,光照将电介质价带或深能级中的电子激发进入导带,进入导带的电子在外电场作用下定向迁移,其中一部分可动载流子迁移至电极而形成电流,另一部分载流子在输运途中被捕获于邻近电极的介质局域陷阱内,从而形成空间电荷层。当光照和外电场撤消后,电介质中即储存了稳定的异号电荷,形成了光驻极体。值得指出的是:①室温极化形成的光驻极体始终呈现异号电荷,而高温极化形成的驻极体可呈现单极性光驻极体。②不存在光致偶极极化现象。

光驻极体在极化过程中其极化强度 P 与辐照光强 I_p 之间的关系满足

$$P(I_p) = P_m [1 - \exp(-kI_p)] \quad (5.3-29)$$

式中: P_m 为最大极化强度。光驻极体的极化及其寿命不仅与其形成条件(极化电场 E_p , 光强 I_p 及其能量)密切相关,而且还依赖于样品的结晶度,多晶材料形成的光驻极体比单晶光驻极体表现出长得多的电荷储存寿命。光致极化的基本

参数如下:电场取几百千伏每米;光强控制在几瓦每平方米;光照时间取几分钟。典型的光驻极体材料有硒、硫磺和葱等。

光驻极体在自发退极化过程中,由于受外界光辐照和热激发作用使被捕电荷脱阱进入导带,脱阱电荷在体内电场的作用下沿极化电流相反方向运动而形成退极化电流(暗电流),经过一定时间后光驻极体将完全退极化。典型的光驻极体自发退极化过程满足

$$P(t) = P_0 \exp(-t/\tau) \quad (5.3-30)$$

式中: P_0 为光驻极体的初始极化强度; τ 为寿命。

光致极化技术除了传统方法以外还有光诱导极化、全光极化等极化方法。作为独立的充电方法,光致极化应用较少。然而光导体的光极化放电却在静电复印技术中有重大应用。

3 驻极体的实验研究方法

研究驻极体介电性能的实验方法有许多,其中最重要的是电荷密度的测量、电荷分布的测量及其陷阱能级的测量等。

3.1 电荷密度的测量

驻极体内电荷密度的测量主要分净电荷和电荷密度分布测量两部分。根据静电感应原理将带电驻极体放入法拉第杯(金属容器)内,测量从地流入杯中的感应电荷,就能测定驻极体内的净电荷。至于电荷密度分布测量则将取决于驻极体的类型,对于无电极和单面蒸镀金属电极的驻极体,可通过测量平行于驻极体自由面电极上的感应电荷来确定驻极体内的电荷密度及其分布。对于双面蒸镀金属电极的驻极体,其电荷密度可以通过测量极化或退极化电流方法来确定。确定压电驻极体的极化电荷密度分布,则要根据这类材料的压电和热释电性能进行测量和辅以实际估算。此外,利用粒子束的偏转和电极加压等方法也可以测量驻极体的电荷密度,利用光学条纹和二次谐波等纯光学方法测量驻极体电荷密度正逐渐被重视。

3.1.1 静电感应法(可分解式电容器法)

静电感应法是测量驻极体等效面电荷密度的经典方法,其最简单的测量装置是将 A、B 两个平行板电极与静电计和电容器并联。当驻极体置于两电极之间且与电极接触时,在电极上会产生感应电荷,如果将一个电极抬起(脱离电介质),则电极上的感应电荷将流入静电计或电容器使静电计和电容器充电,通过静电计上显示的电位差值就可以确定驻极体的面电荷密度。如果由静电计和电容器组成电路的时间常数明显地大于电荷从电极流向静电计和电容器的时间周期,那么从驻极体上测定的电荷密度就具有合理的精度。对于块状驻极体,当驻极体的厚度远大于空气隙的厚度时,电极上的感应电荷密度 $\hat{\sigma}_{11} = -[\int_0^d (d-x)\rho(x)dx]/d$ 可近似地看作驻极体的面电荷密度。然而,对于薄膜驻极体而言,当驻极体的厚度与气隙间距相当或小于气隙厚度时,则空气隙的间距必需精确测定。实际测量时往往通过分别测量驻极体薄膜样品和气隙的电容值来替代测量相应的厚度,从而最终确定驻极体的等效面电荷密度。因此,静电感应法测量驻极体电荷密度时,电极与样品间存在气隙以及气隙横向的非均匀性是影响薄膜驻极体电荷密度测量精度的两个基本因素。

静电感应法的优点是:测量系统简单,测量程序方便。

缺点是在测量过程中可能发生接触带电和气隙击穿。因此,静电感应法不适用于那些带太高电荷密度或过低电荷密度的驻极体的电荷密度测量。

3.1.2 电容探针法

电容探针法也是测量驻极体等效面电荷密度的有效方法。为了克服静电感应法的测量缺陷,电容探针法增加了探测电极与驻极体上表面间的气隙厚度,以提高电荷密度的测量精度。图 5.3-7 是电容探针法的实验装置图,探测电极通常置于驻极体自由面上方几毫米处,机械快门用于控制驻极体外电场对探测电极的作用和屏蔽,电容两端电压由静电电压表测量。对测量厚度为 d 的单面蒸镀电极的薄膜驻极体电荷密度而言,表面积为 A 的探测电极置于待测驻极体的电场中,其表面感应电荷 $A\sigma_1$ 将从并联电容器 C 流到探针上,当 C 电容量比探测电极的电容大得多时, σ_1 可近似等于探测电极与样品表面在短路状态下感应电荷密度 $\sigma_1 = CU(1 + x\epsilon_r/d\epsilon_{r1})/A$, 式中: x 为气隙厚度; U 是电容器的端电压。电容探针法采用了非接触式测量技术测量驻极体局部区域的平均电荷密度以及横向电荷分布,其电荷密度的测量范围为 $(5 \times 10^{-7} \sim 10^{-2}) \text{C/m}^2$ 。

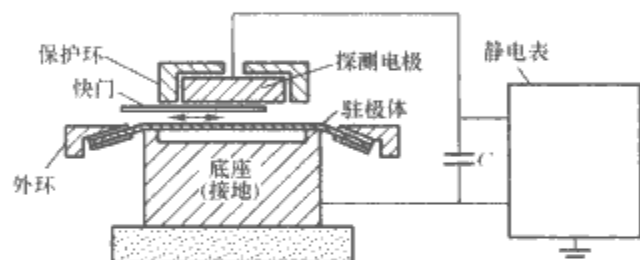


图 5.3-7 电容探针法实验装置

3.1.3 动态电容器法

动态电容器法是测量驻极体瞬时电荷分布的有效方法之一,它是通过测量接近于驻极体一个电极上的感应交流电压来测定驻极体的等效面电荷密度。感应交流电压是由于电极(或驻极体)的机械振动或对驻极体自由面的周期性屏蔽所引起的气隙电场变化形成的,电荷密度与交流电压之间的关系依赖于具体的测量电路,当工作频率 ω 高到足以确保测量状态时线路的 RC 是常数($RC \gg 1/\omega$)时,动态电容法可利用小探头实现横向的高分辨率电荷密度分布的测量。因此,通过完善产生交流电压的振荡电路、滤波电路、放大电路和自动记录电路等的设计可有效提高驻极体等效面电荷密度的测量精度。用动态电容器法测量单面镀金属电极驻极体的面电荷密度的范围为 $(5 \times 10^{-15} \sim 10^{-10}) \text{C/m}^2$,且测量精度较高。

3.1.4 补偿法

补偿法是测量驻极体瞬时面电荷密度的另一种方法。补偿法以一定的频率振动驻极体或含气隙的电极,使气隙中形成相应的交变电场来代替动态电容器法中测量感应交流电压。其测量等效面电荷密度的基本步骤是:在气隙中附加一振幅可调制的反相交流电压,用以补偿驻极体与电极间的气隙电场,直到气隙电场为 0(实现完全补偿)。这时,补偿电压的量值就是驻极体的表面电位 U_s ,通过公式 $\sigma_1 = -\epsilon_0 \epsilon_r U_s/d$ 可确定厚度为 d 的单面蒸镀电极驻极体的等效面电荷密度。补偿法的优点是无需测量空气隙的厚度即可确定驻极体的电荷密度。

在等温条件下,用补偿法测量驻极体表面电位随时间的变化,是考察驻极体电荷储存稳定性最有效和最常用的方法之一,它可以用于真实电荷驻极体和偶极电荷驻极体电荷储存寿命的测量和评估。

3.1.5 热脉冲法

热脉冲法是一种测量单面和双面蒸镀金属电极驻极体体内电荷密度的有效方法,热脉冲法广泛用于驻极体材料电荷重心和电荷分布的测量。如果利用热脉冲法确定了驻极体内注入电荷的平均电荷重心 \bar{r} 以及用补偿法测出了该驻极体的等效表面电位 U_s ,则该驻极体的电荷密度 σ 可由公式 $\sigma = \epsilon_0 \epsilon_r U_s / \bar{r}$ 来确定。

3.1.6 极化和退极化电流法

前面所述的方法常用于单面蒸镀金属电极驻极体样品的电荷密度的测量。对于双面蒸镀电极驻极体材料的电荷密度的测量,在一定的条件下可以通过测量两电极上的极化或退极化电流来实现。对均匀极化的极性驻极体(无空间电荷)而言,由于其体内每一个偶极电荷都会在电极上感应出一个镜像电荷,因此驻极体内的极化强度在量值上应该等于从外电路上直接测得的退极化电流的积分。而对空间电荷驻极体来说,从驻极体上表面注入的电荷在数值上应等于从大地进入驻极体背电极的补偿电荷的积分。然而,对空间电荷驻极体内电荷释放的定量描述由于向电极迁移的脱阱电荷与释放的镜像电荷不等量而显得较为复杂。但对于那些含有较高电导率区的驻极体(如电子束辐照充电的驻极体),在退极化时脱阱载流子在驻极体自身场作用下向注入面迁移时,引起大量镜像电荷的释放,从而使外电路释放的总电荷与驻极体内储存的电荷量差不多。因此通过退极化方法对释放电流进行测量,在已知平均电荷深度的条件下,可以得到有关电荷密度的可靠信息。

3.2 电荷分布的测量

了解驻极体在各种条件下的空间电荷分布及其相关信息对掌握驻极体内电荷的建立、积累、储存、运输及其衰减机制十分重要,下面介绍几种驻极体电荷分布的测量方法。

3.2.1 切片(或刨削)法

切片(或刨削)法是测量块状驻极体内真实电荷和极化电荷分布的经典方法。切片法的测量程序是将驻极体沿垂直于极化方向的平面切割成许多薄片。为了避免电荷损失,切割需在低温下进行。为了减少切割时因摩擦起电而破坏待测驻极体的本征驻极态,需要降低切割速度。最后通过测量各切片的电荷量,并积分以确定样品沿厚度方向的电荷分布。要测量厚度为 x ($x \ll d$) 的切片驻极体的静电荷,如果切片驻极体中仅存在单极性真实电荷,则可将它放入 Faraday 杯中等方法确定其电荷量,厚片驻极体的总电荷量为 $\sigma = \int_0^d \rho(x) dx$ 。如果切片驻极体中既存在均匀极化的偶极电荷又存在均匀分布的空间电荷,可通过对测量得到的短路退极化电流 $i(t)$ 进行时间积分,获得片状驻极体释放的总电荷。

3.2.2 组合感应退极化法

组合感应退极化法是通过测量未镀电极或单面蒸镀电极样品电极上的感应电荷密度和总退极化电流,来确定驻极体内真实电荷的平均电荷重心,样品的电荷分布(单极性)或正负电荷云分布。其实验步骤是首先用适当的方法测量出驻极体自由面上的等效面电荷密度 σ ,再用外激发(如加热、离子辐照、光照或其他手段)使待测驻极体退极化,同时通过接触电极测量其退极化电流,从而确定其单位面积上的总放电电荷 $Q = \int_0^\infty i(t) dt$ 。对体内仅存在单极性真实电荷的驻极体,其平均电荷重心 \bar{r} 从一个表面即可测得。对于正电荷漂移到一表面而负电荷向另一个表面迁移的正负电荷云组成

的空间电荷驻极体,也可通过组合感应退极化法测得其平均电荷重心及电荷分布,其驻极体内储存的总电量为

$$\int_0^d |\rho_r(x)| dx = |Q| + |\hat{\sigma}|.$$

3.2.3 可分离式法拉第杯法

对于双面蒸镀金属电极且用电子束充电的驻极体,可以用可分离式法拉第杯法测量该驻极体的电荷重心和电荷分布,研究充电期间驻极体的电荷动态特性及由于辐照感应电导率影响驻极体的电荷储存和衰减规律等。图 5.3-8 是可分离式法拉第杯的装置示意图。待测驻极体薄膜被双面蒸镀金属电极(即分离法拉第杯),上电极很薄以防止电极对注入电子的吸收。每个电极都通过一个远低于样品膜电阻的电流表接地。电子束从上表面对样品进行非穿透性辐照,辐照时间由一机械快门控制,当电子束辐射停止以后,如测得上下电极的感应电荷密度分别为 σ_{i1} 和 σ_{i2} , 则对应的感应电荷总量分别是 $Q_1 = A\sigma_{i1}$ 和 $Q_2 = A\sigma_{i2}$, 其中 A 为电子束辐照样品面积。为此,驻极体的电荷密度 $\hat{\sigma}$ 和平均电荷重心 \bar{r} 分别为 $\hat{\sigma} = -(Q_1 + Q_2)/A$ 和 $\bar{r} = Q_2 d / (Q_1 + Q_2)$ 。

对于单面蒸镀背电极的驻极体而言,电子束从上表面对样品进行非穿透性辐照结束后,如果背电极和样品接触在前电极上的感应电荷分别是 Q_m 和 Q_i , 那么驻极体内电荷的平均重心为 $\bar{r} = (Q_m - Q_i)d / Q_m$ 。

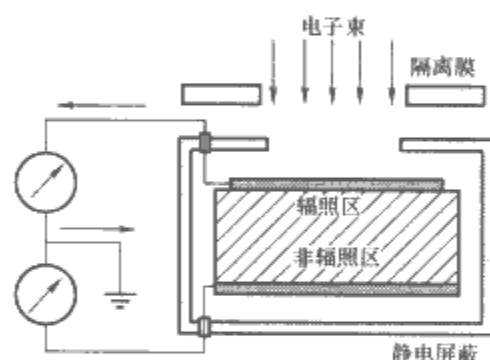


图 5.3-8 双面镀电极样品的 Faraday 杯法测量装置示意图

3.2.4 热脉冲方法

热脉冲方法是研究薄膜驻极体内空间电荷分布的主要方法之一,它不仅能测量电荷密度、等效表面电位和薄膜沿厚度方向的平均电荷重心,而且借助于数值分析、傅里叶变换(5~10 个傅里叶系数)和计算还能确定薄膜驻极体内的空间电荷分布。因此它已成为一种重要的测量方法。图 5.3-9 是热脉冲法测量装置示意图。

热脉冲测量驻极体电荷分布的基本原理是将一闪光信号(可见光或激光)照射到驻极体镀金属膜的表面以提供一热信号。当该热信号在样品内扩散时测量热平衡过程中驻极体薄膜的等效表面电位随时间的变化,这种变化可反映驻极体内空间或极化电荷的分布规律,从而可估算出驻极体沿厚度方向的平均电荷重心。

对单面镀金属电极的驻极体而言,当样品的镀金属电极面被一周期为 80~100 μ s 的光脉冲辐照后,在样品的受热区域产生热膨胀并引起介电常数的变化,由此导致受热区空间电荷相对未受热区电荷的相对位移,因而产生了一个随时间变化的电压信号。如果在光脉冲刚好照射(穿透进金属膜上电极)驻极体的时刻($t=0$)和光脉冲在样品内达到热均匀分布的时刻($t \gg \tau$, τ 是热扩散时间常数),分别测量其电压变化 $\Delta U_0(t=0)$ 和 $\Delta U_0(t \gg \tau)$, 则相对于背电极的驻极体内平均电荷重心为

$$\begin{aligned} \bar{r} &= d \left[\int_0^d x \rho(x) dx \right] / \left[\int_0^d \rho(x) dx \right] \\ &= d [\Delta U_0(t \gg \tau)] / \Delta U_0(t=0) \end{aligned} \quad (5.3-31)$$

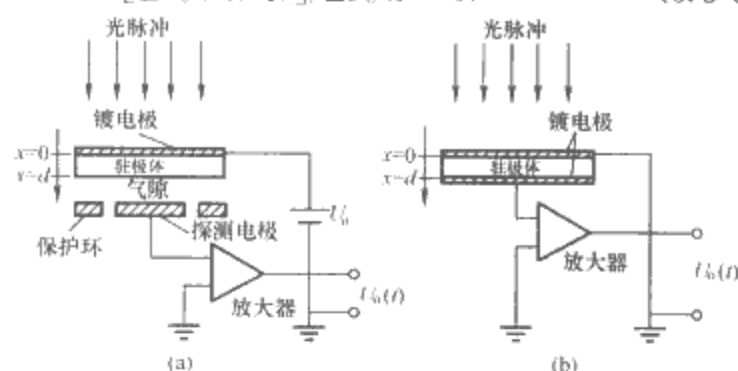


图 5.3-9 热脉冲法测量装置示意图
(a)带单面电极样品; (b)带双面电极样品

对于双面蒸镀金属电极的薄膜驻极体,用无限短的光脉冲分别照射驻极体的前电极($x=0$)和后电极($x=d$),两电极在 $t=0$ 时刻的电压响应分别是 $\Delta U_F(0)$ 和 $\Delta U_R(0)$, 则双面蒸镀电极驻极体内平均电荷重心为

$$\bar{r} = d / \{1 + [\Delta U_F(0) / \Delta U_R(0)]\} \quad (5.3-32)$$

热脉冲方法的优点是设备简单和操作简单。热脉冲方法测量薄膜电荷重心的分辨率约为 $\pm 1 \mu\text{m}$ 。如辅以消卷积法等数学手段和计算技术热脉冲方法还可获得样品的电荷分布轮廓。

3.2.5 电容—电压(C—U)分析法

热脉冲方法只适用于自支撑式柔性薄膜驻极体电荷重心的测量,不适于 Si 基(硬质基片)和膜厚约 $1 \mu\text{m}$ 的无机薄膜驻极体的电荷重心及电荷密度的测量。20 世纪 90 年代在半导体 C—U 分析技术的基础上创建了用于测量具有 MIS(金属-绝缘体-半导体)结构的膜厚为 $1 \sim 2 \mu\text{m}$ 的薄膜驻极体电荷重心及电荷密度的新方法,称电容—电压(C—U)分析法。

C—U 分析法是通过测定储电膜-空气界面处的等效表面电位 U_s 和储电膜-半导体(如 SiO_2 -Si)界面上的电压漂移量 ΔU 来确定 MIS 结构薄膜驻极体的平均电荷重心 \bar{r} 及等效电荷密度 $\hat{\sigma}$ 。 U_s 可以通过静电电位计以补偿法来测量, ΔU 可利用 C—U 分析仪测量。对于单层 Si 基 SiO_2 储电系统其等效面电荷密度为 $\hat{\sigma} = \epsilon_0 \epsilon_r \Delta U / \bar{r}$ 。

C—U 分析法不仅适用于单层 Si 基 SiO_2 储电系统而且适用于 Si 基 $\text{Si}_3\text{N}_4/\text{SiO}_2$ 双层膜系统的电荷重心和电荷密度的测量。如双层膜系统驻极体的等效表面电位为 U_s , 电介质-半导体界面上的电压漂移量为 ΔU , Si_3N_4 和 SiO_2 的厚度分别是 d_1 和 d_2 , 则 Si 基双层驻极体膜系统的电荷重心和等效电荷密度分别为

$$\bar{r} = (d_1 + d_2 \epsilon_{r1} / \epsilon_{r2}) \Delta U / (\Delta U + U_s) \quad (5.3-33)$$

$$\hat{\sigma} = \epsilon_0 \epsilon_{r1} U_s / (d_1 + d_2 \epsilon_{r1} / \epsilon_{r2} - \bar{r}) \quad (5.3-34)$$

测量精度可控制在小于 1% 范围内。

3.2.6 压力脉冲法

压力脉冲法是利用超声(或激光)脉冲在驻极体中传播的电响应来实现对电荷分布的测量。其测量原理是驻极体内电荷分布可以通过测量由超声(或激光)压力波在驻极体内传播过程中引起偶极子和空间电荷局域浓度的变化以及介电常数的变化而诱导的外电路中开路电压或短路电流随时间的变化来测量。双面镀金属电极且体内包含空间电荷和极化电荷驻极体在开路的情况下,当压力波通过接地电极 A 在样品内传播时,另一电极 B 上的电位差为

$$U(t) = \beta G(\epsilon_r) \int_0^{x_l} E(x, 0) \rho(x, t) dx \quad (5.3-35)$$

式中: x_i 为波前的横坐标位置; $p(x, t)$ 是压力波轮廓; β 是材料的压缩率; $G(\epsilon_r)$ 为 ϵ_r 的函数。而驻极体在短路时与电场分布相关的外电路电流为

$$I(t) = \beta C_0 G(\epsilon_r) \int_0^{x_i} [E(x, 0) \partial p(x, t) / \partial t] dx \quad (5.3-36)$$

式中: $C_0 = \epsilon_0 \epsilon_r A / d$ 是未受压样品的电容量。因此, 如果 $p(x, t)$ 已知, 且从外电路测出开路电压 $U(t)$ 和短路电流 $I(t)$ 值就可得到驻极体内的电场分布, 解泊松方程可进一步得到驻极体内的总电荷分布。与热脉冲方法相比, 压力脉冲法能够获得驻极体内电荷密度分布的唯一解, 下面介绍几种具体的实验方法。

3.2.6.1 激光感应压力脉冲法

由激光提供压力脉冲的压力波法称激光感应压力脉冲法 (Laser Induced Pressure Pulse, LIPP), 它是可以直接测量薄膜驻极体内空间和极化电荷分布的有效方法之一 (见图 5.3-10), 其测量原理是用高能激光脉冲辐照单面或双面蒸镀金属电极驻极体样品的金属电极表面, 激光脉冲对电极表面的烧灼作用使电极表面离子化, 离子化颗粒从电极靶逃逸时产生一个反冲力, 这个反冲力作用于样品激发出感应压力脉冲, 当压力脉冲波作用在介质内部的电荷上就会使电荷产生十分微小的位移, 导致样品电极上感应电荷密度的瞬时变化, 形成了流向电极的瞬时短路电流 (或开路电压), 通过测量分析样品两端感应电流 (或电压) 的变化就可以获得空间电荷分布。

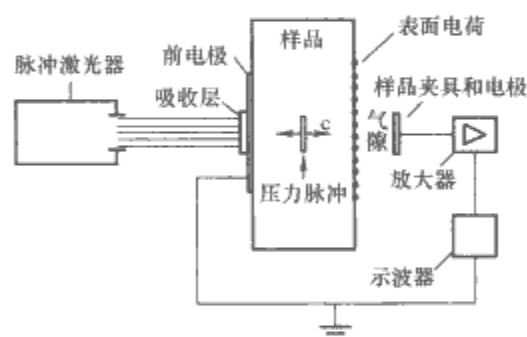


图 5.3-10 LIPP 测量系统示意图

对极性驻极体材料, 当压力脉冲传播通过样品时形成的短路电流和开路电压分布为

$$I(t) = [1 + (\epsilon_\infty + 2)(\epsilon_\infty - 1) / 3\epsilon_r] [A p \tau \rho(x) / (d + \epsilon_r x_1) \rho] \quad (5.3-37)$$

$$U(t) = [1 + (\epsilon_\infty + 2)(\epsilon_\infty - 1) / 3\epsilon_r] p \tau E(x) / \rho c \quad (5.3-38)$$

式中: A 为辐照面积; x_1 是样品自由面与电极间的气隙间距; ρ 是材料密度; p 是压力脉冲的平均振幅; τ 是压力脉冲的持续时间; c 为声速。

对非极性驻极体材料的短路电流和开路电压分别为

$$I(t) = [4/3 + \epsilon_r/3 - 2/3\epsilon_r] [A p \tau \rho(x) (d + \epsilon_r x_1) \rho] \quad (5.3-39)$$

$$U(t) = [4/3 + \epsilon_r/3 - 2/3\epsilon_r] [p \tau E(x) / \rho c] \quad (5.3-40)$$

3.2.6.2 热弹激光感应压力脉冲法

将周期为亚纳秒的激光辐照驻极体样品, 样品体内的局部区域突然受热而产生热弹性波, 利用热弹性波生产的应力脉冲进行驻极体体内电荷轮廓的测量方法称为热弹激光感应压力脉冲法。

3.2.6.3 压力波传播法

将一短周期的激光脉冲辐照驻极体金属电极而产生压力波, 当一个短周期的压力脉冲在一个外电路短路的样品内传

播时可产生电响应, 通过电响应可直接给出沿样品厚度的电场和电荷密度的空间分布, 这种方法称压力波传播法 (Pressure Wave Propagation Method, PWP)。

除上述几种典型的压力脉冲实验方法外, 与压力脉冲法测量原理基本相同的用于驻极体内电荷密度分布测量的实验技术还有声探针法、压电产生的压力阶跃法、非结构性的声脉冲法和激光产生的声脉冲法。

3.2.7 脉冲电声法

脉冲电声法 (Pulsed Electro-Acoustic Method, PEA) 又称电声应力脉冲法。其基本原理是将外加高电压产生的脉冲电场作用到待测的驻极体上诱导出一个扰动力, 扰动力将形成一系列源于充电介质的声波 (声波信号是由含空间电荷的待测样品内部产生的), 通过压电传感器直接把介质内的声脉冲转换成电响应信号, 从而测量和估算出样品内空间电荷的分布。脉冲电声法的分辨率取决于电脉冲的周期及样品的厚度。

3.2.8 激光强度调制法

激光强度调制法 (Laser Intensity Modulation Method, LIMM) 是利用 200~2500 Hz 正弦强度调制激光束对充电样品进行辐照加热, 以产生沿样品厚度方向的非均匀温度分布。激光束的正弦调制引起被辐照电极温度的正弦波动并在样品内传播。波动的温度与空间电荷和极化电荷的相互作用产生了正弦的热释电电流, 这种电流是调制频率、极化电荷和空间电荷分布的唯一函数。利用消卷积技术可将电流一频率测量数据转换成样品的空间电荷分布。这种方法的优点是不仅能同时测量存在于样品内的真实电荷和极化电荷、具有较好的分辨率 ($\geq 2 \mu\text{m}$) 和稳定的测量结果, 而且也不需要特殊的设备。

此外, 测量驻极体空间和极化电荷分布的方法还有热阶跃法、光电导率法、空间电荷映象法、光谱测量法和化学溶剂扩散法等。

3.3 陷阱能级的测量 (热刺激放电 TSDC)

驻极体内电荷的长期储存主要依赖于陷阱能级的存在及其分布。非晶态和半晶态聚合物的陷阱能级属于某些分子或基团的局域态和离阈态 (或扩展态), 局域态陷阱能级是一种分布, 储存于不同陷阱能级中的电荷可以通过热激发从这些局域态中被激发出来。离阈态位于导带底部和价带顶部附近, 载流子在离阈态中以量子力学跃迁方式运动。因此, 驻极体内电荷储存、输运及其动力学规律研究与材料体内陷阱能级的分布密切相关。热刺激放电 (Thermally Stimulated Discharge Current, TSDC) 技术是研究驻极体宏观规律及微观介电性能 (包括陷阱能级测量) 的基本方法之一, 由热刺激放电产生的电流一温度谱中的峰值位置和形状能有效地反映驻极体内储存电荷的微观特性。分析 TSD 电流谱能获得偶极电荷密度、弛豫时间、活化能等偶极子的相关参数和空间电荷的陷阱参数 (电荷密度、活化能、平均渡越时间、电荷捕获的平面深度、尝试逃逸频率等) 的详细信息。

3.3.1 热刺激放电技术

图 5.3-11 所示为热刺激放电测量系统示意图, 其测量原理是在开路或短路条件下 (见图 5.3-12), 将待测驻极体样品置于由电脑自动精密温控的线性升温炉中, 热激发使捕获在材料不同能级陷阱内的空间电荷脱阱和偶极电荷解取向, 脱阱电荷在其自身场作用下漂移 (或偶极矩解取向), 导致电极上束缚电荷的释放, 通过微电流计和微电脑可记录线性升温过程中外电路形成的电流一温度谱。

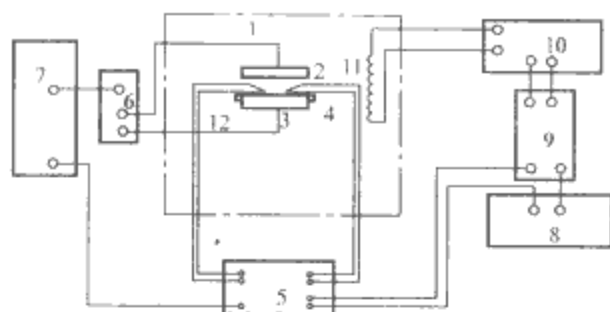


图 5.3-11 开路 TSD 测量系统

1—烘箱；2—上电极；3—样品底座；4—样品；5—热电偶线性仪；6—614 微电流计；7—XY 记录仪；8—微伏程序给定器；9—精密温控仪；10—晶闸管执行器；11—电热丝；12—热电偶

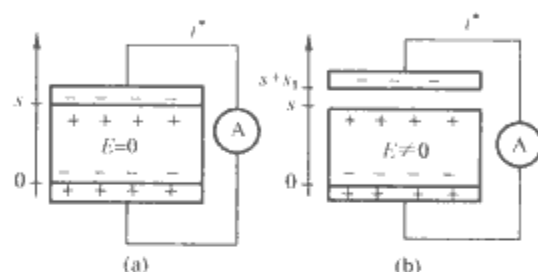


图 5.3-12 TSD 电流示意图

(a) 短路 TSD；(b) 开路 TSD

对实际驻极体来说，热活化是偶极子松弛和空间电荷脱阱的基本原因，加热将加速偶极子的松弛效应和空间电荷的脱阱。引起偶极子热松弛和空间电荷脱阱的活化能通常是不同的，因此 TSD 电流谱上常常会出现几个峰甚至连续谱。如 α 、 β 和 γ 的释放电流峰对应于不同弛豫时间的偶极子弛豫，而 ρ 峰则是空间电荷脱阱而形成的。具有低束缚能级的取向偶极子在较低温度时发生解取向，而较高活化能取向偶极子的解取向则对应较高的活化温度，如果各个分立活化能之间差异甚微，将形成活化能的连续分布。

3.3.2 开路热刺激放电技术

TSD 实验可分为开路(Open Circuit, OC) TSD 实验和短路(Short Circuit, SC) TSD 实验(见图 5.3-12)。在开路 TSD 实验中，单面镀金属电极驻极体的自由面与上电极形成一间隙，驻极体自由面上的等效面电荷密度在上电极上感应出部分镜像电荷(感应电荷的损失随间隙厚度的增加而上升)。由于驻极体内存在非零电场，空间电荷的运动和极性分子的弛豫与驻极体内的电场成正比，高温热激发引起的电荷脱阱或极性分子的弛豫导致了外电路中电流的流动而形成了 TSD 电流—温度谱。空间电荷驻极体中传导电流为 $i_c(x, t) = [\gamma(T) + \mu(T)\rho(x, t)]E(x, t)$ ，式中 $\gamma(T)$ 为欧姆电导率； $\mu(T)$ 为迁移率。

在开路 TSD 实验中，有机薄膜驻极体与上电极间的气隙间距约为 5mm，Si 基无机薄膜驻极体的气隙厚度约为 1~2mm。开路 TSD 实验对研究驻极体材料的性质及其电荷动态特性，揭示驻极体中是否存在异号电荷或同号电荷，或两者兼具十分有用。

3.3.3 短路热刺激放电技术

短路 TSD 实验常用于双面蒸镀电极的极性驻极体中电荷储存与输运研究。短路 TSD 电流可以由偶极电荷解取向或真实电荷脱阱和运动所产生。

空间电荷驻极体在短路 TSD 过程中，被捕获于局域态中的电子在获得足够大能量后脱陷而跳入导带，并在自身场作用下向背电极输运，途中可能出现再次被捕获并再脱情

况，最终在电极上与镜像电荷复合形成短路 TSD 电流。

极性驻极体在短路 TSD 过程中，偶极电荷的退极化在外电路上呈现出短路 TSD 电流。如果驻极体内偶极电荷形成的极化强度为 $P(t)$ ，若在线性升温条件下($h=dt/dT$ 为常数)，偶极子解取向弛豫频率 $\alpha(T)$ 为单一频率，且满足 $\alpha(T) = \alpha_0 \exp(-A/kT)$ ，式中 α_0 为自然弛豫频率； A 为活化能，则短路 TSD 电流为 $i(t) = -\alpha(T)P_0 \exp[-hkT^2\alpha(T)/(A+1.85kT)]$ 。由此可见，较高的加热速度和较低的弛豫频率将导致较高的峰温。

4 驻极体的电荷动态特性与电荷储存特性

驻极体空间电荷的储存与衰减以及偶极电荷的极化与去极化涉及材料的多种微观机制，如极性材料内偶极子的有序排列、结构缺陷和杂质中心引起的电荷捕获；半晶态聚合物非晶和晶区界面的电荷集垒以及多晶材料内晶粒和界面处电荷集垒等。研究驻极体电荷储存特性及其电荷动力学运动规律有助于我们对驻极体电荷储存与衰减规律的了解。

4.1 电荷的储存

部分晶体材料、无机非晶材料、聚合物和蜡类等电介质能实现偶极子的永久极化或空间电荷的储存，它们是重要的驻极体材料。下面主要介绍空间和偶极电荷的储存与衰减。

4.1.1 真实电荷的储存

驻极体中真实电荷的长期储存主要依赖于材料体内陷阱能级的存在及其分布，陷阱能级不仅可以长期保存电子和空穴，而且在某种程度上决定了驻极体的性质。聚合物中陷阱能级分布通常分局域态和扩展态(或称离域态)两种，局域态中陷阱能级及其陷阱深度通常表现为有限分布的能带结构(见图 5.3-13)，它是属于某些分子或分子基团的陷阱态。扩展态位于导带底部和价带顶部区域，载流子在扩展态中以量子化跃迁方式运动。扩展态在电荷输运时起着重要作用，但其电荷捕获效应对驻极体来说是忽略不计的。

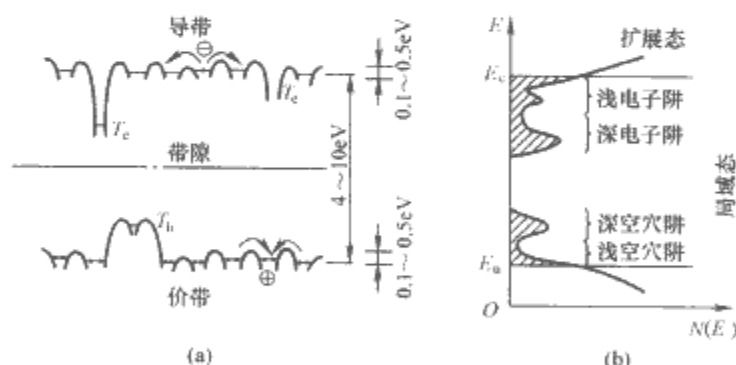


图 5.3-13 聚合物的能带示意图

(a) 能级；(b) 态密度

对于实际晶体材料，由于各种晶格缺陷引起了材料结构的非周期性改变(发生于晶体界面，边缘及体内点缺陷及位错等)，直接影响了能带中电子能量的局域值。电介质内局域能级起着电荷载流子的陷阱作用，载流子在电场作用下定向迁移途中遭遇许多陷阱，它一旦被陷阱捕获，可能长时间地被禁锢在阱内。如果一个捕获电子欲从阱内脱逃，必须获得足够的外激发能量，以克服相应的势垒(阱深)。因此，陷阱的存在大大提高了电荷的储存寿命。

对于非晶态和部分晶态的聚合物材料，被捕于表面和体阱内的表面电荷和体电荷可以储存在位于导带和价带间带隙的陷阱能级内。一般来说，表面陷阱的结构及分布与材料表面的化学杂质、表面缺陷、断键、吸附分子或表面和体内短

程有序结构单元的差异等原因有关。而体陷阱则是由材料的杂质、单体的缺陷、晶体变形及分子链的不规则等结构引起。在聚烯烃类聚合物中存在三种能级结构, 第一能级位于分子链上的原子位置, 捕获在这个能级上的电荷稳定性取决于离子的电负性和沿分子链的对称性; 第二能级位于相邻分子的原子基团之间, 被捕于这个能级的电子则被钳制在TSD相邻分子间的原子基团内, 其捕获电荷稳定性随分子结构的密度增加而增加, 随分子链的支化程度上升而减少; 第三能级是位于聚合物高度有序的晶区内或晶相与非晶相的界面处。

4.1.2 偶极电荷的储存

极性材料的极化主要源于不同材料的微观结构。如晶格缺陷或杂质等将产生无机晶体材料的极化；聚合物晶体部分的极性基团、结构缺陷和杂质将导致偶极子永久取向的形成。有关极性驻极体的偶极效应的相关性质和偶极松弛信息可以通过 TSD 测量等获得。

对于单一类型偶极子极性驻极体材料,其偶极子的弛豫时间 τ 满足方程 $\tau(T) = \tau_0 \exp(A/kT)$, 式中 τ_0 为自然弛豫时间, 弛豫频率 $\alpha(T) = 1/\tau(T)$ 。极性分子在热极化形成过程中, 偶极子在外加能量和外电场作用下沿电场方向有序取向, 待“冷却”后撤除电场使偶极子“冻结”在沿电场方向形成极化驻极体。另外, 非极性电介质在外加能量和电场共同作用下, 使其电荷作有序移动而形成正负电荷分离的空间电荷层, 撤除外加能量和电场可获得 Maxwell-Wagner 效应的极化驻极体。

极性驻极体材料的偶极矩通常与羟基、羧基和 C-Cl 基团等相关,而聚乙烯等非极性聚合物驻极体,其偶极矩来源于聚合物形成过程中产生的未饱和羧基。在热极化过程中,当极化温度远低于聚合物玻璃相变温度 T_g 时,围绕碳主链的极性侧基团内分子的取向运动和极性侧基团发生局部运动并取向,形成 γ 和 β 弛豫。当极化温度接近 T_g 时,极性侧基团与大分子主链的协同运动导致 α 弛豫的出现并沿电场取向。此外,驻极体内偶极电荷的储存还与材料结晶度、分子交联、立构规整性、受辐照历史 and 水的吸收有关。材料结晶度和立构规整性的变化将影响偶极电荷的 β 弛豫,如聚碳酸酯在非晶态时 β 峰最高,随着结晶度的增加 β 峰显著减少。此外,环境湿度和材料的含水量也显著影响偶极分子的 α 弛豫和 β 弛豫。

4.2 极性驻极体的热退极化理论

一般情况下, 短路 TSD 电流可由定向排列偶极子的解取向和脱阱空间电荷的定向运动所形成, 因此短路 TSD 电流谱常用于研究极性驻极体中偶极子的解取向和脱阱电荷的输运问题。下面我们主要介绍均匀极化偶极子的退极化问题。在极性驻极体中, 热松弛的最简单情况是具有单一弛豫时间的短路驻极体放电, 其 TSD 电流峰发生在一个狭窄的温度区间内, 它们的形状和位置不受极化条件的影响。均匀极化驻极体在线性升温 ($h = dt/dT$ 为常数) 的短路 TSD 期间由热退极化生产的电流密度为

$$i(T) = -\alpha(T)P_0 \exp \left[-h \int_{T_0}^T \alpha(T) dT \right] \quad (5.3-41)$$

对于陷阱能级的释放频率(弛豫频率)满足 $\alpha(T) = a_0 \exp(-A/kT)$ 的驻极体来说

$$h \int_0^T \alpha(T) dT = h k T^2 \alpha(T) / (A + 1.85 k T) \quad (5.3-42)$$

将式(5.3-42)代入式(5.3-41)就可得到短路热刺激放电

电流 $i(T)$ 的表达式。

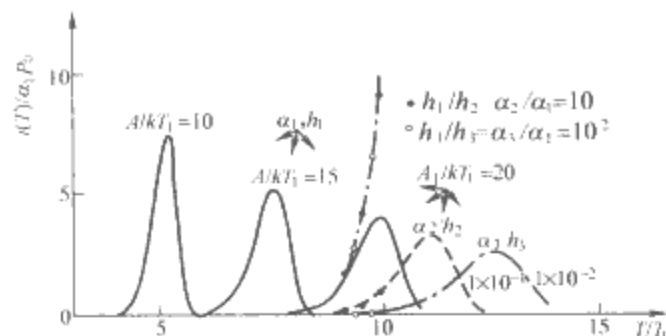


图 5.3-14 单一 Debye 松弛的短路 TSD 电流

图 5.3-14 是短路 TSD 电流的模型曲线, 在短路 TSD 升温过程中, 冻结偶极子的解取向恢复其迁移率, 使 TSD 电流逐渐增大而达到最大值, 随着解取向偶极子数的不断增加, 使大量偶极子无序化, 电流很快下降, 导致了一个非对称钟形电流峰的形成。曲线表明: 具有较低活化能(自然频率越高)偶极子的解取向发生在低温区且形成较强的电流峰, 而具有较高活化能偶极子的解取向则位于高温区形成较弱的电流值。当加温速率和偶极子的弛豫时间改变时, 电流 TSD 电流谱的峰位将发生移动, 随着加热速率的加快和弛豫频率的降低电流峰的峰位向高温区漂移。

对方程式(5.3-41)微分并取极值, 当 $d[1/\alpha(T)]/dT = -h$ 时得到极大值电流所对应温度 T_m 的表达式为

$$\alpha(T_m)hkT_m^2=A \quad (5.3-43)$$

同时偶极子活化能 A 也可通过方程式(5.3-43)给出。下面再介绍几种活化能的估算方法。

(1) 初始上升法: 在 TSD 电流谱的初始上升阶段, 当 $\int_{T_0}^T \alpha(T) dT = 0$ 时, $d[\ln i(T)]/d(1/T) = -A/k$, 根据 TSD 电流谱初始上升的数据作出 $\ln i \sim 1/T$ 图, 就能估算出活化能。

(2)半宽度法:根据 TSD 电流谱,测出特定峰值的半宽度 ΔT 及峰值温度 T_m ,然后根据公式 $\Delta T/T_m \approx 2.47kT_m/A$,可估算出相应电流峰的偶极子松弛的活化能。

(3)第三种方法:如果样品的加热率从 h_1^{-1} 上升至 h_2^{-1} , TSD 电流谱中某一个电流峰温位从 T_1 迁移至 T_2 , 根据式 (5.3-43)就可算出活化能的值。

对于非单一弛豫的极性驻极体材料,在短路 TSD 实验的某一温区内出现不同侧基团的同时运动,其短路 TSD 电流谱则出现宽体 β 和非对称 α 偶极松弛峰,在这种情况下,驻极体的 TSD 电流可由式(5.3-44)表示

$$i(t) = P_0 \exp(-A/kT) \int_0^\infty \alpha_0 f(\alpha_0) \exp\left[-\alpha_0 \int_0^t \exp(-A/kT) dt\right] d\alpha_0 = P_0 \alpha_0 \int_0^\infty g(A) \exp\left[-A/kT - \alpha_0 \int_0^t \exp(-A/kT) dt\right] dA \quad (5.3-44)$$

式中: $f(a_0)$ 和 $g(A)$ 为自然频率和活化能分布函数且满足 $\int_0^\infty f(a_0) da_0 = \int_0^\infty g(A) dA = 1$ 。

有关非对称 α 峰, 当极性驻极体被完全极化后, 其热退极化过程中退极化强度和退极化电流满足如下规律

$$P(t) = P_0 \exp \left[- \left(\int_0^t \alpha(T) dt \right) \right]^n \quad (5.3-45)$$

$$i(t) = -n\alpha(T)P(t)\left[\int_0^t \alpha(T)dt\right]^{n-1} \quad (5.3-46)$$

式中: n 为测量 TSD 电流的峰宽的参数, Debye 弛豫,

$n=1$ 。 n 值越小, 电流峰越宽。

对于同时存在 A 和 α_0 分布的极性驻极体, 可以利用分步加热多次循环的重复 TSD 实验加以区分。在首次较低温区 TSD 热循环中, 快效应低能偶极子发生松弛, 随着重复 TSD 热循环温区的逐步提高, 高能偶极子的慢效应松弛逐步呈现。如果将式(5.3-41)对温度 T 微分, 则 TSD 电流谱的初始斜率正比于 A 。因此, 当活化能 A 为常数并存在 α_0 分布时, 分步加热多次循环的各 TSD 电流谱的初始斜率应该相同; 如果 α_0 为常数, A 是分布函数, 则各步 TSD 的初始斜率随温升稳定地递增。

4.3 非极性驻极体的热刺激放电理论

对空间电荷驻极体来说, 热激发形成的脱阱电荷在驻极体内电场 E 的作用下定向运动且与 E 成正比, 这些脱阱电荷可分为本征载流子和逾量载流子两大类, 欧姆电导率 $\gamma(T)$ 和空间电荷迁移率 $\mu(T)$ 可表征它们的运动速度。脱阱电荷在驻极体内的迁移过程中通过与异性电荷复合及与电极上的镜像电荷复合而形成电流。对于空间电荷具有相同迁移率 $\mu(T)$ 的单一势垒驻极体, 由空间电荷运动所释放的电流为

$$i(t) = \epsilon_0 \epsilon_r \partial E(x, t) / \partial t + [\gamma(T) + \mu(T) \rho(x, t)] E(x, t) \quad (5.3-47)$$

式中: $\rho(x, t)$ 为电荷密度, 在短路条件 $\int_0^d E(x, t) dx = 0$ 下, 化简可得

$$i(t) = [\epsilon_0 \epsilon_r \mu(T) / 2d] [E^2(d, t) - E^2(0, t)] \quad (5.3-48)$$

式中: $E(0, t)$ 和 $E(d, t)$ 为驻极体边界上的 E 值。驻极体的外电流仅仅来自于空间电荷的自运动, 这时对总电流的贡献既不包含位移电流, 又不包含传导电流。

当脱阱电荷以 $dx(t)/dt = \mu E(x, t)$ 的速度在驻极体内向背电极迁移, 其传输时间比载流子迁移通过整个样品所需的时间(电荷的渡越时间) t_λ 短时, 空间电荷所释放的电流为 $i(t) = \epsilon_0 \epsilon_r dE(d, t)/dt$, 相应释放的电荷量为 $q(t_\lambda) = \epsilon_0 \epsilon_r [E(d, t_\lambda) - E(d, 0)]$, 如果算出 $E(d, t_\lambda)$ 和 $E(d, 0)$ 的值, 就可以得到到达背电极的电荷量 $q(t_\lambda)$ 。

当电荷层的厚度 x_0 小于样品厚度时, 电荷的释放量为 $q(t_\lambda)/\rho_0 r_0 \approx -r_0/2d$ 。由此可见, 电荷的释放是由电荷层的厚度和样品的厚度确定的。薄的样品比厚的样品能释放出更高的电荷密度。

用非晶态或半晶态聚合物制备驻极体, 由于材料结构的高度无序性而存在大量不同能级陷阱, 经单极性电荷充电的驻极体内包含相同捕获陷阱能级的过剩电子。TSD 期间捕获在局域能级内的电子只要获得足够热能就可跳入导带。脱阱电荷在驻极体自身场作用下向电极的迁移过程中, 一方面直接输运到短路电极上, 另一方面在途中被其他陷阱再度捕获, 继而被更高的热能激发, 最终到达电极和它们的镜像电荷复合, 这一过程可由下列方程表示

$$\epsilon_0 \epsilon_r \partial E(x, t) / \partial x = -e[n(x, t) + m(x, t)] \quad (5.3-49)$$

$$\partial n(x, t) / \partial t = \mu_0 \partial n(x, t) E(x, t) / \partial x - \partial m(x, t) / \partial t \quad (5.3-50)$$

$$\partial m(x, t) / \partial t = C_m n(x, t) [M - m(x, t)] - \nu(T) m(x, t) \quad (5.3-51)$$

式中: n 为自由电子浓度; μ_0 为自由电子迁移率; m 为捕获

电子浓度; M 为具有捕获截面 C_m 的陷阱总数; $\nu(T)$ 为脱阱电荷的尝试逃逸频率。式(5.3-51)右边第一项表示再捕获, 第二项是热激发脱阱, 则放电电流方程为

$$i(t) = (eq_0/d) \int_0^d n(x, t) E(x, t) dx \quad (5.3-52)$$

对于捕获电子密度比自由电子密度高得多的实际驻极体来说, 由于 TSD 过程中 $\partial m(x, t) / \partial t \gg \partial n(x, t) / \partial t$, 为此可以方便地解出近似解。

4.4 电荷的输运特性与再捕获效应

空间电荷驻极体在外界热(光或粒子辐照等)作用下, 被捕于不同陷阱中的空间电荷脱阱并在驻极体自身电场作用下定向运动, 脱阱电荷在输运过程中将出现复合和再捕获等效应, 为此, 空间自由电荷的变化率为

$$dn/dt = m/\tau_1 - n/\tau - n(M-m)C_m v + (\partial i_c / \partial x) / e \quad (5.3-53)$$

式中: $m = \rho_i / e$ (ρ_i 为自由电荷密度); $n = \rho_t / e$ (ρ_t 为捕获电荷密度); τ_1 为捕获电荷寿命; v 是电荷迁移速度。式(5.3-53)右边各项分别表示热激发脱阱电荷, 再捕获效应引起的电荷减少, 自由电荷与相反极性电荷的复合衰减, 以及自由电荷迁移引起的增量。

当脱阱电荷在驻极体自身场作用下向背电极的迁移过程中, 电荷的大多数不能被输运途中的陷阱再度捕获, 也就是说电子和空穴结合的速率大大高于电子被陷阱再次捕获的速率[即慢再捕获效应(slow retrapping effect)]时, 式(5.3-53)可简化成 $dn/dt = (\partial i_c / \partial x) / e$, 当热激发脱阱电荷速率和它们与异性电荷复合速率处于热动态平衡时, TSD 过程中由慢再捕获效应控制的脱阱电荷输运电流为

$$i(T) = \mu_0 (erm_0)^2 \tau \exp[-U/kT - 2 \int_{T_0}^T \exp(-U/kT) dT / h\tau_0] / 2\epsilon_0 \epsilon_r d\tau_0 \quad (5.3-54)$$

当脱阱电荷大部分在驻极体自身场作用下向背电极迁移过程中再度被捕获, 电子和空穴结合的速率大大小于电子被再捕获的速率[即快再捕获效应(fast retrapping effect)]时, 式(5.3-53)可简化成 $dm/\tau_1 \approx n(M-m)C_m v$ 。在动态热平衡条件下, 自由电荷能级密度及陷阱密度分别为 N 和 M , 并假定 $N \gg n$ 和 $M \gg m$ 时, 快捕获效应下的 TSD 电流为

$$i(T) = \mu (ern)^2 N \exp[-U/kT - 2N \int_{T_0}^T \exp(-U/kT) dT / h\tau M] / 2\epsilon_0 \epsilon_r dM \quad (5.3-55)$$

综合快、慢再捕获效应, 含单一能级的接近电极位置层状空间电荷 TSD 脱阱电荷输运电流通式为

$$i(T) = A \exp[-U/kT - B \int_{T_0}^T \exp(-U/kT) dT / h] \quad (5.3-56)$$

5 主要驻极体材料的特性

当今驻极体材料及其器件的研发已跨入有机材料、无机材料、复合材料和生物材料等多元化时代。下面我们逐一介绍。

5.1 无机驻极体

无机驻极体材料的研究可以追溯到 20 世纪 30 年代, 1932 年人们开始研究硫的热驻极体性质。1958 年前苏联科学家已系统研究了钙钛矿陶瓷的驻极体形成及其特性, 并制

备出 CaTiO_3 、 MgTiO_3 、 SrTiO_3 、 SrTiO_3 和 Bi_2TiO_3 等无机材料驻极体。20 世纪 80 年代起,以 SiO_2 为代表的无机驻极体材料研究开辟了驻极体研究新领域,驻极体器件有望实现集成化和微型化。

5.1.1 Si 基非晶态二氧化硅薄膜

二氧化硅(SiO_2)薄膜属非晶玻璃态结构,具有近程有序和长程无序的网络特征。用作驻极体的 SiO_2 是含有 B^{3+} 、 P^{5+} 、 Al^{3+} 、 Na^+ 、 K^+ 等离子的非本征型, B^{3+} 、 P^{5+} 和 Al^{3+} 等离子在网络中能替代硅原子起网络形成剂的作用,而 Na^+ 和 K^+ 等离子在网络能占据间隙而起着网络改变剂的作用。

通过热氧化法可以在 Si 基上形成高纯、致密和电荷储存能力优异的 SiO_2 薄膜。通过溶胶-凝胶法可以形成膜厚为微米或亚微米级的 SiO_2 薄膜,溶胶-凝胶法具有廉价、节能、省时,以及能有效控制膜厚和氧化物组分及微结构独立于基片等优点,其缺点是薄膜表面态、致密性和电荷储存能力均劣于热氧化 SiO_2 膜。此外,等离子沉积法和化学气相沉积法也是形成优质 SiO_2 薄膜的常用方法。

电晕充电和液体接触法充电是 SiO_2 薄膜的常用成膜方法。低能电子束辐照产生的二次电子发射效应可实现正极性 SiO_2 薄膜驻极体的制备。用聚合物薄膜作为电子束缓冲层可实现低能电子束辐照制备负极性 SiO_2 薄膜驻极体的目的。

由于 SiO_2 薄膜表面非桥联氧原子与水反应生成大量强极性甲硅醇而形成亲水层,形成亲水层表面增加了 SiO_2 薄膜的表面电导从而加速了储存电荷的衰减,直接影响了 SiO_2 驻极体的电荷储存寿命。表面热处理法、表面涂层法和硅烷化法可以降低 SiO_2 薄膜的表面电导提高其电荷储存稳定性。热处理法是利用高温下 SiO_2 表面物理和化学吸附基团的脱键合及硅氧再度键合的原理来降低 SiO_2 薄膜的表面电导。表面涂层法是在 SiO_2 表面甲硅醇形成之前覆盖一层微米或亚微米级的非极性材料。硅烷化法是利用硅烷化试剂与甲硅醇反应生成一层近似单分子层的非极性物质硅醚,以实现 SiO_2 表面改性的目的。常用的硅烷化试剂是六甲基二硅胺烷(HMDS)、二氯二甲基硅烷(DCDMS)和三甲基氯硅烷(TVCS)等。

常温电晕充电 SiO_2 薄膜驻极体的 r 位于样品自由面下 80nm 范围内。负电性 SiO_2 驻极体的电荷储存稳定性远高于正电性驻极体。经化学表面修正的负极性 SiO_2 薄膜驻极体开路 TSD 电流谱的主峰温位于 320℃ 附近(FEP 约在 210℃),相应脱阱电荷活化能约为 1.8~1.9eV,实际电荷寿命可达 400 年左右,是 FEP 负极性驻极体寿命的 2 倍多。通过平面工艺、氧化和充电可将 SiO_2 驻极体和相应微电子线路集成于一体,在保持聚合物驻极体电声器件类似灵敏度的条件下实现器件小型化,预计器件尺寸 $3\text{mm} \times 3\text{mm} \times 2\text{mm} \sim 1\text{mm} \times 1\text{mm} \times 0.5\text{mm}$,比聚合物薄膜制成的最小分立式电声器件 $6\text{mm} \times 6\text{mm} \times 4\text{mm}$ 约小两个数量级。

5.1.2 非晶态氮化硅薄膜

氮化硅(Si_3N_4)是另一类重要的无机驻极体材料,它具有较高的界面陷阱密度,良好的化学稳定性和抗恶劣环境能力,其材料密度和相对介电常数接近 SiO_2 的两倍,能有效阻止 K^+ 、 Na^+ 离子的扩散,表现出更突出的空间电荷储存能力。但 Si_3N_4 存在高电导率及界面电荷隧穿效应和热发射效应等缺陷。

Si 基 Si_3N_4 驻极体膜的形成主要有低压化学汽相沉积法(LPCVD)和常压化学汽相沉积法(APCVD)两种方法。LPCVD 工艺沉积的 Si_3N_4 薄膜呈现完全非晶态,且薄膜连

续、致密、表面平整光滑、无明显针孔。APCVD 反应采用高反应温度,使 Si_3N_4 薄膜中含有一定比例的 SiO_2 ,实际生成了氮氧化硅复合物,这种结构更有利于空间电荷的储存。

虽然 Si_3N_4 具有疏水性及抗恶劣环境能力,但充电前仍需进行化学表面修正(尤其是 APCVD 制备的 Si_3N_4 薄膜)。经过 HMDS 和 DCDMS 化学表面修正的 Si_3N_4 驻极体膜的电荷储存能力显著提高。在同样的充电参数下, Si_3N_4 驻极体的电荷储存寿命比 SiO_2 驻极体长约一个数量级。但 Si_3N_4 受陷阱密度所限,其表面电位相对较低。此外, B^+ 离子注入 Si_3N_4 驻极体能有效地改善薄膜的力学性质,降低其张应力,但同时也降低了薄膜的电荷储存能力。

5.1.3 氮化硅/二氧化硅双层膜

Si 基 $\text{Si}_3\text{N}_4/\text{SiO}_2$ 双层膜系统是重要的无机驻极体材料。在合理厚度比的双层膜系统中 Si_3N_4 层的应力补偿功能(Si 基 SiO_2 膜的压应力和 Si_3N_4 膜张应力组合补偿)、绝缘性和疏水性,使其不仅成为系统中的密封层,阻断大气中水分子对 SiO_2 的亲水反应,又有效地阻挡了 K^+ 、 Na^+ 等可动正离子的扩散,确保了沉积于该系统中空间电荷储存的长寿命。

常温恒压电晕充电 $\text{Si}_3\text{N}_4/\text{SiO}_2$ 双层膜的 r 位于 Si_3N_4 层接近自由面处,随着充电温度的上升电荷层缓慢地向体内迁移,当充电温度 300℃ 时,电荷层迁移深度已占双层膜厚的 20%。Si 基 $\text{Si}_3\text{N}_4/\text{SiO}_2$ 双层驻极体薄膜系统比 SiO_2 和 Si_3N_4 驻极体有更好的电荷储存稳定性,其电荷储存寿命比单层 Si_3N_4 高 4 倍,比 SiO_2 高一个数量级以上,脱阱电荷在其体内的输运受慢再捕获效应支配。

5.1.4 白云母

白云母(Muscovite)是以 SiO_2 (含 46%) 和 Al_2O_3 (含 37%) 为基本组分的无机材料,其体电阻率为 $10^{14} \sim 10^{18} \Omega \cdot \text{m}$,面电阻率为 $10^{11} \sim 10^{12} \Omega/\text{sq}$,介电损耗为 $(2 \sim 20) \times 10^{-4}$,介电击穿强度为 90~240MV/m,是具有良好高温稳定性、化学惰性和机械强度的电绝缘材料和驻极体材料。

常温电晕充电白云母的电荷位于样品近表面,正负电性驻极体具有类似的电荷储存稳定性。由于云母具有较大的吸水率(是 FEP 的 130 倍;PFA 的 40 倍以上),位于白云母表面或近表面层的电荷易受湿度影响而衰减,因此,利用 HMDS 等化学表面修正或控制存放样品的环境湿度能有效改善白云母的电荷储存寿命。脱阱电荷在白云母体内迁移呈现快再捕获效应。

5.1.5 氧化铝及其他无机驻极体材料

氧化铝(Al_2O_3)是仅次于 SiO_2 和 Si_3N_4 的优良无机氧化物驻极体材料,其电阻率大于 $10^{16} \Omega \cdot \text{m}$,介电损耗 ϵ 约 8~10,绝缘强度大于 10MV/m。此外,五氧化二钽(Ta_2O_5)、碳化硅(SiC)等也是具有潜在应用前景的无机驻极体材料。

5.2 有机驻极体

有机驻极体主要分为有机经典驻极体和有机聚合物薄膜驻极体。巴西棕榈蜡是经典驻极体的典型代表,1918 年日本学者 Eguchi 用它在世界上首次研制成人工驻极体。有机聚合物薄膜驻极体主要有高绝缘性氟聚合物驻极体、极性聚合物驻极体和非含氟聚合物驻极体等。

5.2.1 高绝缘性氟聚合物驻极体材料

以氟碳聚合物为代表的高绝缘性氟聚合物,如聚四氟乙烯 PTFE、氟化乙丙烯共聚物 FEP、可溶性聚四氟乙烯 PFA (Tetrafluoroethylene-per-fluoromethoxyethylene copolymer)、

聚三氟氯乙烯 PCTFE(polychlorotrifluoroethylene)和乙烯环氧化脂肪氟化共聚物 Teflon AF 等是最重要的有机高绝缘驻极体材料,它们都属于非极性材料。它们的共性是:有优异的介电性能,如极高的电阻率(体电阻率为 $10^{14} \sim 10^{17} \Omega \cdot m$,面电阻率为 $10^{16} \sim 10^{17} \Omega/sq$),较低的介电常数(1.89~2.6),低介电损耗因数(0.000 2~0.005),高介电击穿强度 20~280MV/m,极好的化学惰性和较低的吸湿性,以及具有良好的电荷储存稳定性。

5.2.1.1 聚四氟乙烯

聚四氟乙烯(PTFE)属直链型结晶性聚合物,是重要的有机氟碳聚合物驻极体材料,其商品名为 Teflon PTFE,国产 PTFE 常称为 F₄。氟聚合物家族中 PTFE 具有最优异的介电性能、宽广的高低温特性(连续工作温度-190℃~+260℃)、高机械强度,极低的吸湿性和极好的化学惰性。PTFE 虽含有强极性基团 F,但由于其排列的对称性和螺旋构象,导致主链两侧基团的极性相互抵消而形成非极性分子。

PTFE 在高温下呈现出优异的空间电荷储存能力,如常温负电晕充电后经开路 TSD 实验至 200℃,其剩余电荷密度仍保留初值的 94%,而同样条件下的 PFA 和 FEP 的电荷密度已分别为初值的 84%和 45%,PCTFE 的电荷则早已衰减殆尽。此外,负电晕充电 PTFE 驻极体体内存在活化能分别为 1.3eV,1.4eV,1.5eV 和 1.7eV 的分立能级,适当的高温充电能明显改善 PTFE 的电荷储存寿命。PTFE 驻极体的电荷陷阱密度可达 $6.4 \times 10^{14} cm^{-3}$,最大储存电荷密度为 $10^{-12} C/m^2$ 。负电性驻极体比正电性驻极体具有更好的电荷稳定性,脱阱电荷在其体内输运呈慢再捕获效应。

TPFE 具有良好的生物相容性,用 PTFE 研制的生物工

程产品(人造血管、人工心脏补片和齿科填片等)已广泛用于临床。但 PTFE 低劣的抗电晕能力和极高的熔黏滞性限制了它在驻极体传感器方面的应用和开发。

5.2.1.2 氟化乙丙烯共聚物

氟化乙丙烯共聚物(FEP)是四氟乙烯(89%)和六氟丙烯(11%)两种单体的共聚物。商品名为 Teflon FEP,国产 FEP 又称 F_{4,6}。FEP 与 PTFE 都是由碳和氟组成的聚合物,它们的性质颇为相似(见表 5.3-1)。和 PTFE 比较,FEP 既保持了 PTFE 的介电性能、化学惰性及低吸湿性,又引起材料熔点相应的降低和连续工作温度从 PTFE 的 260℃降低到 205℃,成功地实现了力学柔性、尺寸稳定性和易加工性等优异性能。

FEP 具有罕见的负电荷储存能力,合理控制成极工艺的负电性 FEP 驻极体在室温下电荷储存寿命高达 200 年,是有机聚合物驻极体中表现最好的。FEP 体内具有活化能为 1.1eV 表面能阱以及 1.7eV 和 1.4eV 分布于体、表的较深能阱分布,它们分别对应于开路 TSD 电流谱位于 150℃,215℃和 250℃的三个电流峰。FEP 驻极体的体电荷比表面电荷具有更好的稳定性,高温充电和热老化可有效改善 FEP 的电荷储存能力。对 FEP 驻极体来说,理论计算的陷阱密度约为 $2.5 \times 10^{16} cm^{-3}$,用电子束实验获得的最高被填陷阱密度为 $6 \times 10^{15} cm^{-3}$,而 230℃负电晕充电所填满的阱密度为 $3 \times 10^{14} cm^{-3}$ 比室温充电的数值高 2 倍。

和多数氟聚合物类似,正、负电性 FEP 薄膜驻极体的电荷储存寿命差异很大。负电性 FEP 驻极体的电荷储存寿命要长得多。因此 FEP 用作驻极体功能膜时通常采用负电性充电。

表 5.3-1 PTFE、FEP、PFA 和 PCTFE 的基本性能

| 性 能 | 数 值 | | | |
|--|------------------------------------|------------------------------------|-----------------------------|---|
| | PTFE | FEP | PFA | PCTFE |
| 密度(kg/m ³)×10 ³ | 2.14~2.24 | 2.14~2.17 | 2.13~2.16 | 2.08~2.20 |
| 极限拉伸强度(9.8Pa)×10 ⁴ | 140~410 | 210~300 | 280~490 | 280~420 |
| 延伸率(断裂)(%) | 30~200 | 250~300 | 200~600 | 50~150 |
| 拉伸弹性模量(9.8Pa)×10 ⁴ | 4000~4100 | 4100~4890 | 4200~5600 | (1.05~2.11)×10 ⁴ |
| 压缩强度(9.8Pa)×10 ⁴ | 119 | 155 | 280 | 320~520 |
| 弯曲弹性模量(9.8Pa)×10 ⁴ | (3.50~6.30)×10 ³ | 6.67×10 ³ | 7.03×10 ³ | (1.26~1.68)×10 ⁴ |
| 耐弯曲疲劳性(次) | 10 ⁴ | 10 ⁴ | 10 ⁶ | — |
| 摩擦系数 | 0.04 | 0.3 | 0.46 | — |
| 玻璃相变温度(℃) | 125 | 75 | 90 | 100 |
| 连续工作温度(℃) | -196~260 | -250~205 | -180~260 | -190~130 |
| 熔点(℃) | 327~342 | 262~280 | 302~310 | 183~288 |
| 介电强度(MV/m) | 25~200 | 30~280 | 160~200 | 120~150 |
| 相对电容率 | 2.0~2.2 | 2.0~2.2 | 2.06 | 2.9(10 ² Hz)~2.2(10 ⁵ Hz) |
| 线胀系数(1/K) | 9.5×10 ⁻⁵ | 9.4×10 ⁻⁵ | 5.4×10 ⁻⁵ | (4.5~4.8)×10 ⁻⁵ |
| 体电阻率(Ω·m) | 10 ¹⁶ ~10 ¹⁹ | 10 ¹⁶ ~10 ¹⁸ | >10 ¹⁸ | >10 ¹⁶ |
| 面电阻率(Ω/sq) | — | 10 ¹⁶ | >10 ¹⁷ | >10 ¹⁶ |
| 吸水率(%) | <0.01 | 0.01 | <0.03 | ≈0 |
| 介电损耗因数 | (2~3)×10 ⁻⁴ | (1~7)×10 ⁻⁴ | (0.51~7.1)×10 ⁻⁴ | 5.9×10 ⁻³ (10 ² Hz); 3.8×10 ⁻² (10 ⁵ Hz) |

5.2.1.3 可溶性聚四氟乙烯

可溶性聚四氟乙烯(PFA)Du Pont公司的商品名为Teflon PFA。PFA具有PTFE等氟碳材料的典型通性,如化学惰性、低摩擦系数和优异的介电性能等。PFA结构中因含有全氟烷氧基侧基团($-\text{OCF}_3$)而显示出弱极性。PFA具有突出的热稳定性,它能在260℃高温下连续工作(FEP只能容忍205℃的工作环境)。PFA的耐折叠性(10^6 周)比FEP和PTFE高两个数量级,它的体电阻率略高于FEP,它的面电阻率比FEP高一个数量级。此外,PFA对一般气体和水蒸气的透气(汽)率很低,吸湿性可忽略。

PFA具有突出的高温电荷储存能力。常温负电晕充电后PFA在150℃高温下老化60h,剩余表面电位仍是初值的84%,而同样条件下FEP的仅剩67%。在开路TSD升温至220℃时PFA的电荷密度仍保持初值的67%,而FEP的剩余值仅为30%。PFA和FEP在150℃时的平均渡越时间 t_d 分别为 2×10^5 s和 1×10^5 s,因此,PFA具有比FEP更好的电荷储存稳定性。PFA体内存在1.0eV、1.3eV和1.1eV三个分立能级,其中1.0eV是表面阱,其他两种陷阱都是体、表深能级,因此,高温电晕充电或单能电子束充电对延长PFA驻极体电荷储存寿命十分有效。正负电晕充电PFA的最佳充电温度都在200℃左右。

5.2.1.4 聚三氟氯乙烯

聚三氟氯乙烯(PCTFE)是柔性氟碳热塑料。PCTFE是分子量30万~40万、结晶度85%~90%的弱极性高分子材料。PCTFE的连续工作温度在-190℃~130℃区间,熔点在230℃左右,耐化学腐蚀性仅次于PTFE。PCTFE具有许多非极性氟聚合物驻极体材料无法比拟的特性,PCTFE的透气(汽)率仅是FEP的1/16,机械强度是FEP的3倍,抗蠕变强度比FEP高7倍以上,因此作为振膜式声传感器驻极体芯片材料,其力学稳定性比FEP好得多。

PCTFE是最早用作驻极体的聚合物材料之一。当充电温度(或老化温度)高于80℃时,PCTFE驻极体显示出良好的电荷稳定性。PCTFE的表面比体内含有更高比例的深能级陷阱,相同条件PCTFE体内的储存电荷密度是FEP的1.3倍。在相同条件下充电的正负电性PCTFE驻极体具有接近的电荷储存寿命和电荷密度(正电性比负电性PCTFE驻极体具有稍好的电荷储存能力)。

比较上述PTFE、FEP、PFA和PCTFE四种驻极体材料,它们的电荷储存稳定性的排列顺序为:

(1) 经常温恒压电晕充电后,并在室温下开路储存:

负极性: FEP→PFA→PTFE→PCTFE。

正极性: PTFE→PCTFE→PFA→FEP。

(2) 在最佳充电温度下经恒压电晕充电,并在室温下开路储存:

负极性: PTFE→PFA→FEP→PCTFE。

正极性: PTFE→PFA→FEP→PCTFE。

5.2.1.5 乙烯环氧化脂肪的氟化共聚物

乙烯环氧化脂肪氟化共聚物(Teflon AF)是完全非晶态氟聚合物。Teflon AF在分子组成上接近于PFA,具有优异的介电性能(高电阻率、低介电常数和低介电损耗因数等)及化学惰性,等氟聚合物共性。此外Teflon AF还有如下个性:①从红外到紫外的宽频内具有突出的透光度;②极低的折射系数(1.29~1.31);③低介电常数(1.81~1.97)和介电损耗因数($7.3 \times 10^{-5} \sim 3.5 \times 10^{-4}$);④优异的宽温区性能,在300℃以上仍保持其优异的力学和物理性能,在350℃时仍有极好的尺寸稳定性;⑤抗蠕变性;⑥易加工性。Teflon

AF是高绝缘薄膜驻极体、复合驻极体以及优异光电驻极体器件的优选材料。

Teflon AF驻极体体内至少存在三种不同活化能的分立能级陷阱,经高温处理其主峰温位可达200℃以上,其电荷储存能力比FEP更佳。Teflon AF的正极性驻极体的电荷稳定性较差。Teflon AF与PMMA和PI等制备双层膜可改善偶极电荷的极化稳定性。

5.2.2 非氟碳聚合物驻极体材料

在聚合物驻极体材料中,以聚乙烯(Polyethylene, PE)、聚丙烯(Polypropylene, PP)、聚酰亚胺(Polyimide, PI)及聚对苯二甲酸乙二酯(Polyethylene terephthalate, PET)为代表的非含氟聚合物是另一类重要驻极体材料。

5.2.2.1 聚乙烯

聚乙烯PE是一种直链型热塑聚合物,分低密度聚乙烯LDPE、高密度聚乙烯HDPE和中密度聚乙烯MDPE三类。LDPE的相对密度0.92,平均相对分子质量3万~6万,结晶度约65%,软化温度105~120℃,HDPE的相对密度0.95~0.96,平均相对分子质量8万~20万(超高相对分子质量100万),结晶度90%或更高,软化温度在130~136℃,其抗拉强度是LDPE的3~4倍,MDPE性能介于LDPE和HDPE之间。LDPE和HDPE具有优异的介电性能(包括高频介电性能)、耐寒性、透气性、耐辐照、耐老化及化学惰性等特点,它们是重要空间电荷驻极体材料。

LDPE驻极体开路TSD电流谱中除了低温偶极峰以外,在40℃、60℃和90℃存在三个空间电荷峰,反映出LDPE体内具有三种不同能级的表面阱和体阱分布。电晕充电LDPE、MDPE和HDPE驻极体开路TSD放电峰的主峰温位分别位于90℃、120℃和150℃。PE的电荷储存稳定性受到聚合物链的支化程度和微晶尺寸的影响,那些高密度、大尺寸的晶粒和呈现最少分枝链的PE具有较高的电荷储存稳定性。此外,作为电力电缆绝缘材料,PE体内空间电荷积累及其击穿行为研究也是其驻极体性能研究的重要组成部分。

5.2.2.2 聚丙烯

聚丙烯PP是线性聚合物,按照分子中 $-\text{CH}_3$ 空间位置不同PP可分为等规、间规和无规三类。等规型PP的聚合度2000~3500,相对分子质量20万~70万,密度0.89~0.91g/cm³,软化点大于140℃,熔点 $t_m=160 \sim 172^\circ\text{C}$,连续使用温度110~120℃,拉伸强度和刚性良好,硬度大,耐磨性好。PP的主要缺点是低温韧性差和脆性温度高(大于8℃)等。

PP不但具有与FEP及PTFE类似的高电阻率、低介电常数和低介电损耗因数等介电性能以及耐酸碱等化学稳定性,而且还具有突出的疏水性(吸水率小于0.01%)和低透气率。因此,用PP薄膜制成的驻极体器件,特别适用于在高湿环境中工作。

兹于PP膜突出的疏水性,电晕充电沉积于样品表面和近表面的电荷层即使在相对湿度差异甚大的环境中存放(如RH=40%~90%)都能显示出几乎完全相同的电荷稳定性。负电晕充电PP驻极体呈现能量均匀分布的一个表面浅阱(70℃放电峰)和一个体内深阱(100℃放电峰),脱阱电荷在PP体内输运受缓慢再捕获效应控制。和大多数氟聚合物驻极体类似,负电性PP驻极体比正电性驻极体具有更好的电荷稳定性,经热处理的PP驻极体能较显著地改善其电荷储存寿命。此外,PP中还存在弱压电效应且压电活性和储存的电荷密度间存在线性关系。

5.2.2.3 聚酰亚胺

聚酰亚胺PI主链中含有环状结构 $-\text{N}<\text{C}(=\text{O})-$ 的重复酰亚

胺基团,是一种新型耐高温热稳定性聚合物,它分芳香族和脂肪族两大类,熔点 $t_m > 500^\circ\text{C}$,可在 $-195^\circ\text{C} \sim 250^\circ\text{C}$ 温区内长期使用,短期使用温度高达 450°C 。在 $-269^\circ\text{C} \sim 400^\circ\text{C}$ 温区内能保持较好的物理机械性能(如在 300°C 高温下放置 10^3h 仍保持90%以上拉伸强度)。PI是商品化塑料中耐热和耐辐照兼容性最好的高分子材料。

PI具有极好介电性能,如高电阻率($10^{14} \sim 10^{16} \Omega \cdot \text{m}$)、低介电损耗($0.004 \sim 0.007$)、抗辐照以及突出的阻燃性和尺寸稳定性。PI的体电导率是温度的敏感函数,当温度从 170°C 升至 300°C ,PI的体电导率激增5个数量级左右,鉴于此,高温下充电的PI体内呈现较大的注入电荷密度导致体阱较高的捕获率。因此充电期间的热处理能有效地改善PI沉积电荷稳定性。PI正、负电晕充电的最佳温度分别在 200°C 和 150°C 附近。PI的TSD实验结果发现:PI体内沉积空间电荷的同时常伴随有偶极子的有序分布,脱阱电荷在PI体内输运呈现出慢再捕获效应。与FEP和PTFE一样,环境湿度的增加会加剧PI驻极体内电荷重心向背电极的迁移,同时也降低了PI的电荷储存稳定性。

5.2.2.4 聚对苯二甲酸乙二醇酯

聚对苯二甲酸乙二醇酯PET系晶态结构的极性热塑聚合物材料,它结晶度高、机械强度高、拉伸强度可与金属铝媲美。PET的熔融温度 $257 \sim 265^\circ\text{C}$,耐热性好,在较宽的温区内可保持突出的物理机械性能,长期使用温度可达 120°C ,玻璃相变温度为 88°C 。PET具有低吸湿性、优良的化学惰性(不溶于一般溶剂)和介电性能是振膜式驻极体电容话筒最优异的力-电耦合振膜选材。

常温负电晕充电PET的开路TSD电流谱中出现 84°C 的偶极电荷峰和 115°C 的空间电荷峰。PET正负电性驻极体具有类似的TSD电流谱和相近的电荷储存寿命,这个性质和PCTFE相仿而有别于PTFE等聚合物。常温电晕充电注入PET的电荷重心位于充电自由面 $1\mu\text{m}$ 内,随着充电温度的上升电荷重心向样品体内迁移,当温度在 $125 \sim 130^\circ\text{C}$ (正电性 140°C)时电荷重心已接近厚度的中部。PET驻极体脱阱电荷在体内的输运特性是:当温度 $t < 110^\circ\text{C}$ 时,PET驻极体内脱阱电荷向背电极迁移受慢再捕获效应控制;当 $t > 110^\circ\text{C}$ 时载流子的迁移满足快再捕获效应。

5.2.2.5 环烯共聚物

环烯共聚物(Cycloolefin copolymers, COC)是完全非晶态结构的热塑烯烃类共聚物,由乙烯和降冰片单体在金属催化剂作用下共聚而成。它具有低密度($1.02 \times 10^3 \text{kg/m}^3$)、高透明度、低吸湿性和优良的机械性能。在结构上它类似于PE或PP的聚烯烃类。非晶态和半晶态COC薄膜是优异的非极性驻极体材料,COC材料表面含有较高浓度的深阱电荷,它的电荷储存稳定性类似于相应条件下经正负电晕充电的FEP驻极体。COC具有突出的疏水性。在 $RH=90\%$ 和 80°C 的高温下经正电晕充电后,其电荷稳定性明显地优于FEP、PTFE和PP驻极体。COC还具有优异的高温电荷储存稳定性, 130°C 高温和低湿条件下经正、负电晕充电其电荷稳定性优于FEP、PP和PET驻极体。

5.3 压电与铁电驻极体

具有强压电和铁电效应的压电和铁电驻极体主要有单晶(钛酸钡BT)和多晶(锆钛酸铅PZT)陶瓷驻极体以及PVDF及其共聚物P(VDF/TrFE)等聚合物驻极体。以聚脲、奇数尼龙(聚酰胺)以及亚乙烯基二氰共聚物为代表的新型有机压电材料将压电驻极体的研究推向新阶段。下面主要介绍

PVDF及其家族和其他典型压电与铁电驻极体。

5.3.1 聚偏(二)氟乙烯

聚偏氟乙烯Poly(Vinylidene Fluoride, PVDF)的压电性和铁电性分别于20世纪60年代末和70年代末被发现。PVDF是透明或半透明半晶态聚合物,氟含量为59%,结晶度为50%~70%,聚合度为 2×10^3 ,分子量为25万~100万,电阻率约为 $10^{16} \sim 10^{17} \Omega \cdot \text{m}$ 。

PVDF有I、II、III、II_p(或IV)和ε五种晶型结构,它们又分别称为β、α、γ、α_p(或δ)和ε型。I(β)晶型的极性最强,偶极矩为2.1D($1\text{deb}=3.33564 \times 10^{-30}\text{Cm}$),在五种晶型中呈现最强的压电效应。II_p(δ)晶型和晶型I的构象类似,其偶极矩为1.3D。PVDF的不同晶型可以通过改变形成融体或溶液的条件,利用热、电场和压力作用而相互转换,因此,除α型以外其他几种晶型都具有压电性,是优良的压电驻极体材料。

PVDF是强极性材料,最大极化达 10^{-5}C/cm^2 (比PTFE的储电能力高3个数量级),最大等效面电荷密度约为 10^{-9}C/m^2 。PVDF的压电常数是时间和温度的函数,常温下PVDF具有长期稳定的压电效应。

PVDF的原生膜(α型)没有压电效应,使用前需进行拉伸和极化处理。热极化和电晕极化是PVDF的常用极化方法,在极高化电场和高电晕电场作用下PVDF的极化强度分别达 $2\mu\text{C/cm}^2$ 和 $12\mu\text{C/cm}^2$ (饱和值)。PVDF的常温极化电荷储存寿命约为 10^5 年。PVDF的极化主要由晶体内偶极基团分子链的定向排列和两相界面上真实电荷的积累所形成,PVDF体内晶区与非晶区间不同的介电性能和弹性性质导致了其压电效应的产生。鉴于此形成PVDF压电性的主要原因可能是:①晶区和非晶区的介电常数对应变具有不同的依赖关系(电致伸缩贡献);②晶区和非晶区具有不同的弹性顺度(尺寸效应的贡献);③由于晶区内极化和应变相关导致晶区内本征压电性的形成(晶体贡献)。

目前,人们已经观察到PVDF的电滞回线(圆弧形),PVDF的极化也可因电场而反转,为此极化的PVDF通常是一种铁电体。高温下PVDF的剩余极化为 $6\mu\text{C/cm}^2$,矫顽电场 $E_c=50\text{MV/m}$ 。在室温下PVDF剩余极化的储存寿命可达许多年,但如果将它们加热到相当的高温,则剩余极化会明显地衰减。

5.3.2 偏氟-三氟乙烯共聚物

偏氟-三氟乙烯共聚物[Copolymer of Vinylidene Fluoride Trifluoroethylene, P(VDF/TrFE)]是由偏氟乙烯(VDF)和三氟乙烯(TrFE)单体共聚形成半结晶聚合物。P(VDF/TrFE)共聚物有三种晶相,各种晶相形成取决于VDF(x)和TrFE($1-x$)的摩尔含量和结晶条件,VDF的摩尔含量介于 $0.65 \leq x \leq 0.82$ 时,P(VDF/TrFE)呈现出强压电性和明显的铁电性。P(VDF/TrFE)具有比PVDF更典型的电滞回线,但剩余极化 P_r 和矫顽电场 E_c 与组分有关。用旋涂法制得的 $1\mu\text{m}$ 厚P(VDF/TrFE)薄膜显示出很显著的铁电性,在几百MHz的高频下具有高 $k_t(0.3)$ 值。

P(VDF/TrFE)除具有压电和铁电活性外,还存在许多自身的特性,如P(VDF/TrFE)体内存在能量为 2.2eV 的单能级分布;常温下极化电荷储存寿命约为 10^5 年;P(VDF/TrFE)存在着双重电滞回线;厚度伸缩机电耦合系数比PVDF大;通过加热和电子辐照可实现从铁电相到顺电相的转换等。

P(VDF/TrFE)的开关特性是其重要的特性之一。当在P(VDF/TrFE)上施加足够高的外电场时,它能在极短的时

间内极化,表现出明显的开关过程。

P(VDF/TrFE)的介电常数随外加电场强度的变化而改变。P(VDF/TrFE)的这种非线性特征发生在非晶区及其界面区域,且与分子运动的热激发相关。如果在外界温度高于 T_g 的条件下,在垂直于分子链方向上施加静压力,这时P(VDF/TrFE)就会表现出非线性特性。

超薄P(VDF/TrFE)单晶L-B膜(2~30个单分子层)不仅有良好的铁电和开关性能,而且有与相同尺寸传统半晶态膜类似的压电和热释电系数。

5.3.3 奇数尼龙(聚酰胺)

聚酰胺(Polyamides)通常称为尼龙。奇数尼龙(odd nylons)每一单元长度上由偶数个亚甲基基团及一个酰胺基团(偶极矩为3.7D)构成,其结晶体至少由三个稳定相(α , δ , γ)和两个亚稳定相(δ' , γ')组成。为此,尼龙11、尼龙9、尼龙7和尼龙5等奇数尼龙都具有良好的压电和铁电效应。自20世纪70年代起,尼龙11、尼龙5、尼龙7和尼龙9等的压电性先后被发现。经70~90℃极化的尼龙11具有压电性,其压电性接近于PVDF及其共聚物。如果在拉伸和极化前对尼龙11进行塑化处理可增加其压电性。尼龙11的压电性随薄膜含水量的增加而上升。与PVDF相比,高温下尼龙11的压电活性具有优异的热稳定性。

奇数尼龙具有典型的铁电电滞回线。不同类型的奇数尼龙,它们的压电常数电滞效应、开关特性等类似于PVDF,因此它们是铁电聚合物。奇数尼龙的铁电性来源于酰胺基团的电偶极矩(在全反构象中,酰胺基团的电偶极矩形成了与链轴垂直的净极化)。在奇数尼龙系列中,标号越小链上的CH₂基团越少。因此,伴随着酰胺基团浓度的上升,奇数尼龙的极化强度越高,实验测得尼龙11、尼龙9、尼龙7和尼龙5在室温下的剩余极化分别为0.059C/m²、0.068C/m²、0.086C/m²和0.125C/m²,矫顽电场分别为64MV/m、75MV/m、80MV/m和100MV/m,奇数尼龙的压电常数比PVDF低,但它们有一个显著的特点,在室温至150℃范围内,压电常数随温度上升而大幅度增加。

5.3.4 聚脲

聚脲(Polyurea)是将二异氰酸酯(O=C=N-R-N=C=O)和二元胺(H₂N-R'-NH₂)单体经真空蒸发聚合而成。1990年Fukada首次报道了芳香族聚脲和脂肪族聚脲具有压电性。由于聚脲是用真空蒸发聚合法合成并通过热极化和热处理实现高分子化的亚微米厚度的聚合物薄膜,因此它具有良好压电性、柔顺性、铁电和热释电性能。极化后的聚脲薄膜在室温和10Hz频率下测定的压电应力常数、压电应变常数、弹性常数、热释电系数、介电常数和介电损耗分别为26mC/m²、10pC/N、2.2GN/m²、20μC/(m²·K)、4.0和0.05。聚脲是一种综合了压电聚合物的优异力学性能(如柔顺性)和无机铁电陶瓷的良好温度特性于一体的有重要潜在应用前景的新型有机压电材料。

5.3.5 亚乙烯基二氰共聚物

亚乙烯基二氰(VDCN)和VAc(醋酸乙烯),VBZ(乙烯聚醚酯),MMA(甲基丙烯酸酯)等单体共聚可形成具有非立构规整性的高交替链共聚物,具有良好的热稳定性。与PVDF及尼龙相比,VDCN共聚物不仅具有高玻璃相变温度,而且呈现出良好的压电性。亚乙烯基二氰/醋酸乙烯共聚物P(VDCN/VAc)是一种具有良好透明度的非晶态共聚物,在电场为20~60MV/m经150℃极化后,它的最高压电活性和PVDF相仿,而沿厚度方向的压电活性则优于PVDF。P(VDCN/VAc)不仅是压电材料而且还是重要的铁

电聚合物,但由于高温时电导率太高,而室温时铁电响应又太低,以致迄今仍未能观察到其D-E电滞回线。

5.3.6 多孔聚合物

PTFE多孔膜和PP微孔型薄膜等非均匀性或多孔性空间电荷型非极性柔性驻极体膜材是新型压电传感材料。对非极性空间驻极体,当它们被压缩或膨胀时将导致相对于薄膜两面电极由于非均匀形变而引起的空间电荷位移,从而在外电路上能检测到由于电极上感应电荷变化 $\Delta\sigma$ 形成的开路电压或短路电流。由于PTFE多孔膜和PP微孔膜体内包含50%~80%的孔度、质轻和突出的力学柔顺性,因此在外力作用下将产生比非多孔膜、压电陶瓷高得多得弹性应变而呈现很强的压电性。在合理控制膜制备工艺和充电参数的条件下,PTFE多孔膜的 d_{33} 压电应变常数高达180pC/N或更高,这个量值比PVDF的相应参数高一个数量级。PTFE多孔膜表面电位的变化规律可表征PTFE多孔膜的 d_{33} 系数的稳定性与相关充电参数之间函数关系。

5.4 热释电驻极体

5.4.1 非晶态热释电聚合物

5.4.1.1 聚氯乙烯

聚氯乙烯PVC是具有热释电和压电效应的非晶态聚合物,其重复单元有效偶极矩约为1.1D(3.6×10^{-30} Cm),玻璃相变温度 $T_g \approx 80^\circ\text{C}$,是典型的热释电和压电驻极体。当 $E_p = 32\text{MV/m}$ 时,其热释电系数 $p = -1.0\mu\text{C}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$,压电系数 $d_h = -0.73\text{pC/N}$ 。在玻璃相变温度 T_g 以下,PVC体内松弛链段的长度随温度降低而增加, $\Delta\epsilon_r$ 随单位刚性单元中偶极子数的增加而线性上升。但低温条件下极化的PVC尚未观察到 p 和 d 的相应增强。

5.4.1.2 氰基-CN基团聚合物

含氰基-CN(cyano)基团(偶极矩为3.5D)聚合物(Cyanopolymers)是一类重要的非晶态聚合物。VDCN共聚物不仅是压电材料而且是重要的热释电材料,其热释电系数随着极化电场的变化可高达 $3 \sim 10\mu\text{C}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$ 。P(VDCN/VAc)是VDCN共聚物中最重要的热释电材料,它的偶极子密度 $N_0 = 4 \times 10^{21}\text{cm}^{-3}$,每个重复单元的偶极矩 $\mu = 6\text{D}$ (4D来自于VDCN的极性基团,2D来自于VAc基团),在非晶态聚合物中具有最大的松弛强度 $\Delta\epsilon = 125$ 。此外,具有4D的聚丙烯腈(PAN)也具有较强的热释电效应。迄今为止,含氰基聚合物能够实现的最高热释电系数仍然比PVDF要小。

5.4.1.3 光电聚合物

由连接非局域 π 电子的受主或施主组成的分子偶极子(生色团)光电聚合物具有较高的偶极矩,但由于大尺寸偶极子的存在使得这类聚合物体内的偶极子密度相当低,呈现的热释电效应较弱。分散红1(DR1)和聚苯乙烯-马来酐形成的聚合物P(SMA)/DR1是典型的光电聚合物,其玻璃相变温度 $T_g = 137^\circ\text{C}$,松弛强度 $\Delta\epsilon = 20$,以90%mol染料含量聚合物的偶极子密度 $N_0 = 1.8 \times 10^{21}\text{cm}^{-3}$ 。在50MV/m的极化电场作用下,该聚合物可获得 7.8mC/m^2 冻结极化及 $1.3\mu\text{C}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$ 的实验热释电系数,虽然 p 不是很大,但这种聚合物具有良好的剩余极化热稳定性。

5.4.1.4 非晶态氟聚合物

非晶态聚合物BTFMND的偶极矩和偶极子密度分别接近 $\mu = 3.7\text{D}$ 和 $N_0 = 3.9 \times 10^{21}\text{cm}^{-3}$ 。非晶态P(BTFMND)在样品含有98%的反式微结构构象时,松弛强度 $\Delta\epsilon = 40$,当极化场是80MV/m时,热释电系数约 $4\mu\text{C}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$;如

果极化场为 200MV/m 时,其热释电系数已上升至 $6\mu\text{C}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$ 。因此非晶态氟聚合物的强极性使它们呈现强热释电效应。除 P(BTFMND)以外聚 2,3-二(三氟甲基正波二烯)也呈现热释电效应。

5.4.2 半晶态热释电聚合物

大多数敏感性热释电聚合物是半晶态聚合物,其热释电性产生于电致伸缩效应,偶极子振动,晶相和非晶相的尺寸变化,结晶度的可逆变化以及空间电荷运动等。最重要的半晶态热释电聚合物是氟聚合物。

5.4.2.1 氟聚合物

PVDF 的热释电性发现于 1969 年。PVDF 及其共聚物 P(VDF/TrFE)的热释电系数分别为 $25\mu\text{C}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$ 和 $40\mu\text{C}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$,在聚合物中是最高值,其中捕获在 PVDF 及其共聚物中空间电荷对材料的热释电响应具有重要影响,空间电荷的释放将导致热释电系数的减少。PVDF 及其共聚物的热释电效应呈现弛豫规律。与 PVDF 相比,P(VDF/TrFE)具有无须拉伸、 k_t 大、力学和介电损耗低和耐热性好等特点。因此作为热释电材料表现出更多的优势,用 P(VDF/TrFE)制作的传感元器件的综合灵敏度比 PVDF 高 10dB。

5.4.2.2 奇数尼龙

尼龙 11 中的酰胺基团具有相当大的偶极矩($\mu=3.4\text{D}$)和偶极子密度($N_0=6\times 10^{21}\text{cm}^{-3}$)。尼龙 5 和尼龙 7 的偶极子密度更高。奇数尼龙的热释电性质至今没有开展深入的研究,已经得到的有限研究结果是关于热释电效应的强度及其热稳定性的信息。

5.4.2.3 聚脲和聚硫脲

聚脲和聚硫脲是一类具有强分子间氢键作用的半晶态聚合物材料。1979 年人们观察到聚脲的热释电效应。芳香族聚脲的取向脲键呈现 4.9D 的偶极矩;在 100MV/m 电场下经 100℃极化的芳香族聚脲薄膜的 $p=20\mu\text{C}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$,且表现出突出的热稳定性。脂肪族聚脲(聚硫脲)的物理性质类似于脂肪族聚酰胺(即酰胺键被脲键取代),由于含有较多的离子杂质,要确定脂肪族聚脲的铁电、压电和热释电性能尚存在着相当的难度。

5.4.2.4 聚胺酯(聚胺基甲酸酯)

聚胺酯(Polyurethanes)具有和尼龙及聚脲等半晶态聚合物类似的功能结构,脲基团的偶极矩是 2.8D,比酰胺基团及脲基团的相应值低。聚胺酯的偶极子密度 $N_0=5.3\times 10^{21}\text{cm}^{-3}$ 。与奇数尼龙及聚脲相比,聚胺酯的氢键合较弱。在室温下,聚胺酯和氟化聚胺酯的热释电系数分别是 $5\mu\text{C}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$ 和 $25\mu\text{C}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$ 。

5.4.3 结晶聚合物

用二基取代联乙炔是一种有应用前景的结晶热释电聚合物。通过热或紫外光诱导和经固态聚合化已研制出二基取代联乙炔 1-(2,4-二硝基苯氧基)-6-(4-甲基-2-硝基苯氧基)-2,4-己乙炔(DNP-MNP)晶体聚合物具有高度完善的非中心对称的单晶畴晶体,其实验热释电系数为 $p=3.2\mu\text{C}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$ (单晶)和 $p=1.2\mu\text{C}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$ (多晶)。此外,硝基苯氧基 4-甲基苯脲烷双取代联乙炔(NMP)单晶的实验热释电系数 $p=8.8\mu\text{C}/(\text{m}^2 \cdot \text{K})$ 。它们在红外检测器方面的应用前景良好。

5.5 多孔驻极体

多孔聚合物驻极体压电及其电荷储存特性研究始于 20 世纪 90 年代。以聚四氟乙烯多孔膜(porous PTFE)和聚丙烯多孔膜(PP cellular film)为代表的多孔驻极体由于组合了

压电陶瓷和铁电聚合物的优势,且具有低密度、高力学顺度、低电容率、强声吸收、高透气率、优异的生物相容性和突出的电荷储存稳定性而倍受关注。

5.5.1 多孔聚四氟乙烯

高温下经单向拉伸形成的多孔膜聚四氟乙烯(Porous PTFE)与 PTFE 膜具有相同的分子结构,但表现出不同的微观形貌特征(见图 5.3-15)。多孔 PTFE 除了拥有 PTFE 全部优点外,还具有良好的透气率、柔顺性和更突出的正负电荷储存能力。与 PTFE 相比,多孔结构导致了多孔 PTFE 的多界面、低密度和更多更复杂的缺陷,使得它具有更突出的高温电荷储存稳定性。如经常温负电晕充电的多孔 PTFE、PTFE 和 FEP 驻极体在 300℃下老化 5h,多孔 PTFE、PTFE 和 FEP 的表面电位分别为始电位的 90%,40%和 0%。

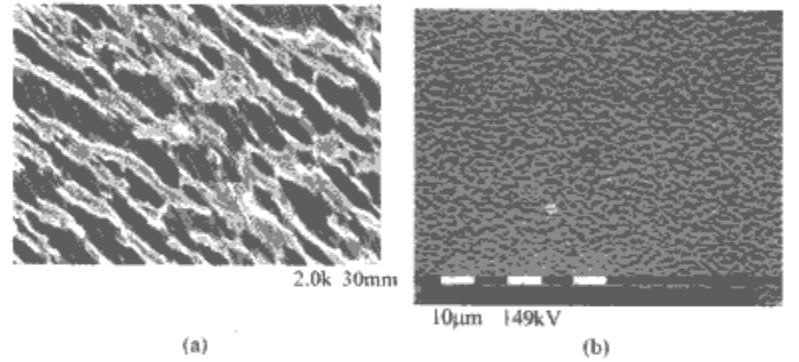
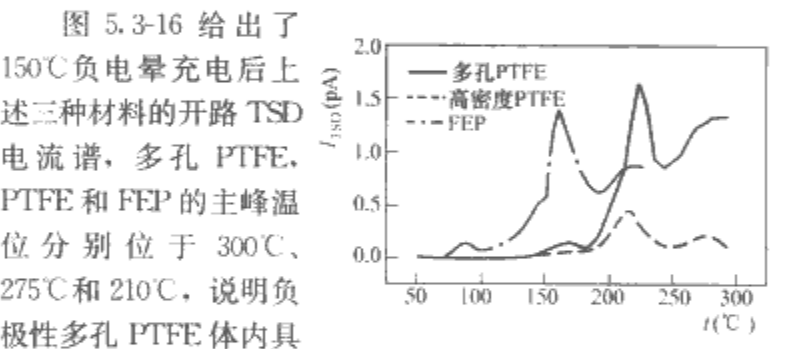


图 5.3-15 多孔 PTFE 和 PTFE 扫描电镜照片
(a)多孔 PTFE; (b) PTFE



有较大比例深能阱分布。表 5.3-2 给出了正负电性上述三种驻极体材料的电荷储存寿命估算值。负电性上述三种驻极体材料的电荷储存寿命是负电性 PTFE 多孔膜驻极体的电荷储存寿命是负电性 PTFE 驻极体电荷储存寿命的 3 倍,比 FEP 驻极体电荷储存寿命长一个数量级。正极性多孔 PTFE 电荷储存寿命虽然较负电性驻极体短,但由于正极性驻极体脱阱电荷在体内的输运规律呈现快慢捕获效应交替的现象,即在 100℃以下和 180℃以上两个温区脱阱电荷呈现慢再捕获效应,在 100~180℃温区内脱阱电荷受快再捕获效应控制,因此合理的热处理可以提高正极性多孔 PTFE 驻极体电荷储存寿命,使正负电性驻极体在一定温区内具有相似的电荷储存寿命。

与多孔 PTFE 比较,多孔 PTFE/P(VDF-HFP)复合膜驻极体表现出更好的电荷储存能力,从多孔 PTFE 面充电的双层膜的压电 d_{33} 系数约为 31pC/N,这个数值 PVDF 是相应值(约 15pC/N)的两倍。多孔 PTFE 为夹心层的多层膜系的 d_{33} 系数达 600pC/N。

表 5.3-2 三种氟聚合物的电荷储存寿命估算值 年

| 充电类型 | PTFE 多孔膜 | FEP 膜 | PTFE 膜 |
|------|-------------------|-------------------|-------------------|
| 负充电 | 2.63×10^5 | 2.16×10^4 | 1.01×10^5 |
| 正充电 | 3.45×10^4 | 3.43×10^3 | 4.82×10^3 |

5.5.2 多孔聚丙烯

多孔聚丙烯(PP cellular)是通过热膨胀和双向拉伸工艺

制备的具有封闭式微孔结构的多孔膜(见图 5.3-17), 气体孔洞的横向和纵向尺寸分别为 $100\ \mu\text{m}$ 和 $10\ \mu\text{m}$ 。利用电晕极化和接触法充电可以将多孔 PP 膜制备成驻极体。充电过程中强电场作用导致孔洞内气体发生 Paschen 击穿, 气体电离产生的两性电荷被孔洞上下 PP 介质壁的表面和近表面能阱所捕获, 使孔洞两壁沉积了极性相反的电荷。当极化后 PP 多孔膜受到外力作用而发生形变时, 引起正负电荷中心发生相对位移, 诱导电极上感应电荷密度发生变化, 形成正压电效应。若在薄膜两极施加电信号, 多孔 PP 则呈现逆压电效应。与 PVDF 的压电性源于材料内本征偶极电荷或畴结构沿极化电场方向的有序取向不同, 多孔 PP 的压电性来源于空间电荷。极化后多孔 PP 的 d_{33} 压电系数高达 200pC/N 比 PVDF 的压电系数高出一个数量级, 如果将多孔 PP 的闭合孔洞内分别充 $100\sim 450\text{kPa}$ 的 N_2 或 $100\sim 140\text{kPa}$ 的 N_2O , 其压电系数可达 790pC/N 。PP 多孔膜的 d_{33} 在 $30\sim 200\text{kHz}$ 频率范围内与频率无关, 但在 300kHz 时出现最大值。 120°C 时多孔 PP 驻极体脱阱电荷的输运受慢捕获效应控制。

极化的 PP 多孔膜不仅具有压电性而且还有铁电和热释电特性, 其热释电矢量仅包含 d_3 一个分量, 外电场作用下也呈现“电滞回线”, 因此 PP 多孔膜也被称为铁电驻极体。

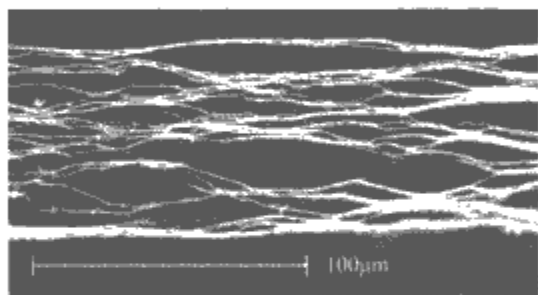


图 5.3-17 多孔 PP 膜的扫描电镜照片

5.6 陶瓷驻极体

钛酸钙 CaTiO_3 、钛酸镁 MgTiO_3 、钛酸锶 SrTiO_3 和钛酸钡 Ba_2TiO_3 (BT) 等经典陶瓷驻极体具备良好的电荷储存能力, 电荷储存寿命为 $1\sim 2$ 年。钛酸钡 Ba_2TiO_3 、钛酸铅 PbTiO_3 (PT)、锆钛酸铅 $(\text{Pb}, \text{Zr})\text{TiO}_3$ (PZT) 及锆钛酸铅镧 $\text{Pb}_{1-x}\text{La}_x(\text{Zr}_y, \text{Ti}_{1-y})_{1-z/4}\text{O}_4$ (PLZT) 等铁电陶瓷具有良好的压电、热释电和光电性质, 它们的脆性、不可弯曲性和高声阻抗等限制了它们的应用。PVDF 及其共聚物、PMMA 和 PET 等聚合物的柔顺性、轻质、薄膜型及与水和生物体声阻抗的良好匹配性, 使它们与铁电陶瓷形成了性质上的互补。如果将陶瓷材料与聚合物复合可获得综合性能良好的陶瓷/聚合物复合驻极体材料。在陶瓷/聚合物复合的两相系统中存在着十种连通性, 其中 0-3 型复合材料可通过热极化或电晕充电等方式形成压电和热释电驻极体。

5.6.1 陶瓷/聚甲基丙烯酸甲酯复合驻极体

用 Ba_2TiO_3 铁电陶瓷粉末与甲基丙烯酸甲酯 MMA 单体在适当条件下聚合而成的 $\text{BaTiO}_3/\text{PMMA}$ 复合驻极体具有良好的压电、热释电、铁电和驻极体特性。随着 Ba_2TiO_3 体积系数从 $0\%\sim 100\%$, $\text{BaTiO}_3/\text{PMMA}$ 系统的电导率从 $10^{-13}/(\Omega\cdot\text{m})\sim 10^{-9}/(\Omega\cdot\text{m})$ 。 $\text{BaTiO}_3/\text{PMMA}$ 复合膜的压电特性强烈地依赖于 Ba_2/TiO_3 的尺寸和它在系统中所占的比例, 随着 Ba_2TiO_3 体积系数的增加, 其压电性能明显上升。 $\text{BaTiO}_3/\text{PMMA}$ 系统中显示的压电性是源于 Ba_2TiO_3 相的自发极化效应和 PMMA 极性材料中偶极子取向极化。

与 $\text{BaTiO}_3/\text{PMMA}$ 相似, PZT/PVDF 复合膜集 PMMA 和 PZT 的优点于一身, 它的介电常数和热释电系数随复合

膜系统中 PZT 含量的增加而上升。此外, 通过对 BT/PMMA 复合材料的组分与材料活化能及电导率相关性的研究显示: 通过在一定范围内调节 PMMA 和 BT 的组分可获得不同量值的电导率 γ 、活化能 A 及电容率 ϵ , 从而可调节这类复合材料中决定其驻极态特性的空间电荷衰减和压电及热释电性能。

5.6.2 陶瓷/氟聚合物复合驻极体

将陶瓷粉体分散在 PVDF 及其共聚物基质上制备的材料是典型的 0-3 型氟聚合物/陶瓷复合驻极体。复合驻极体的介电性能与陶瓷粉体的组分比例有很大关系, 以 PVDF 为基体制备的 PZT/PVDF 复合膜的介电常数随 PZT 体积系数的增加而大幅度提高。 $\text{BaTiO}_3/\text{PVDF}$ 的介电常数随 Ba_2TiO_3 质量分数的增加而提高, 当 Ba_2TiO_3 质量分数为 70% 时, 介电常数出现最大值。此外, PZT/PVDF 压电复合材料的介电常数随温度升高逐渐增大, 当温度达到 80°C 时介电常数出现最大值。PCM/PVDF 的介电常数比 PVDF 提高近 5 倍, 压电系数增加了约 2 倍, 有效地提高了空间电荷储存能力。

陶瓷/氟聚合物复合材料除能有效提高材料的压电性以外还可以改善复合材料的热释电性能。硫酸三甘肽 TGS 是重要的红外探测器芯片材料, TGS/PVDF 复合材料的热释电系数能比 PVDF 高一个数量级, 当 TGS 的质量占复合膜的 50% 时, TGS/PVDF 复合膜的热释电系数达最大值。此外, PT/PVDF 和 PZT/PVDF 复合材料也具有良好的热释电性, 含有 62% 陶瓷体积系数的 PT/PVDF 的热释电系数是 $130\mu\text{C}/(\text{m}^2\cdot\text{K})$, 相对电容率 54, 热释电品质因数约等于 $2.4\mu\text{C}/(\text{m}^2\cdot\text{K})$, 指标参数可以与纯陶瓷热释电响应指标相比拟。

PVDF-PMMA/ BaTiO_3 -PVDF 和 PET-PMMA/ BaTiO_3 -PET 等串联型陶瓷/聚合物多层驻极体系统存在明显的压电性, PVDF-PMMA/ BaTiO_3 -PVDF 多层膜系统体内储存有空间电荷和偶极电荷, 具有较大的压电常数 d_{33} (20pC/N), d_{33} 的大小与体系中 Ba_2TiO_3 的体积系数有关, 且随 Ba_2TiO_3 体积系数的增加而上升。

PET- BaTiO_3 /PMMA-PET 系统的压电效应源于各层界面存储的电荷, $\text{BaTiO}_3/\text{PMMA}$ 中 Ba_2TiO_3 粒子的瞬时极化和 PMMA 分子偶极极化形成了该系统的压电效应。

除 PVDF 以外, P(VDF-TrFE) 和 P(VDF/TFE) 研制的 PZT/P(VDF-TrFE)、PLZT/P(VDF-TrFE)、PTCa/P(VDF-TrFE) 和 $\text{BaTiO}_3/\text{P(VDF/TrFE)}$ 等氟聚合物/陶瓷复合驻极体的压电和热释电性能也成为研究热点。

5.7 非线性光学驻极体

非线性光学聚合物是 20 世纪 80 年代后期发展起来的新分子偶极聚合物(或极化聚合物)驻极体。分子偶极聚合物是将极性生色团分子通过掺杂或化学键合方式进入聚合物后, 在外电场作用下极性生色团分子沿电场方向取向并被冻结, 其非线性光学活性主要取决于生色团的二阶超极化率 β 和偶极子的定向排列。因此, 非线性光学聚合物驻极体中生色团分子不仅应该具有最大 β 值和偶极矩, 而且它被加入聚合物基体后能被电场有效极化并能保持偶极电荷取向的高度稳定性。最重要的四种强光学非线性生色团偶极分子是: 聚(顺)硝基苯胺 (Para-nitro-aniline, PNA)、分散红 1 (Disperse Red 1, DR1)、4-二甲氨基-4'-硝基均二苯乙烯 (4-N,N-dimethylamino-4'-nitrostilbene, DANS) 和二烷基胺替代生色团 (dialkyl-aminophenyl-substituted chromo-

phore)。常用的基体聚合物是 PMMA 和 PS。聚乙烯醇、聚酯、聚亚氨脂、环氧树脂和聚酰亚胺也是常用基体材料。制备非线性光学聚合物驻极体的常用方法有:热极化、电晕极化、电子束辐照极化、光热极化、气体辅助极化、光感应极化和全光极化等。通过极化电流、放电电流、介电函数、热释电效应、压电效应、各向异性电容率、折射系数和吸收系数、线性电光效应、二次谐波产生等电学和光学方法可较系统地研究非线性光学驻极体的性能。

5.7.1 DR1/PMMA 驻极体

主客体掺杂的 DR1/PMMA 是典型的非线性光学驻极体,在 DR1/PMMA 中 Van der Waals 力或氢键力是生色团分子与聚合物间的相互作用力。极化的 DR1/PMMA 驻极体内同时存在空间和偶极电荷,大部分空间电荷所处的陷阱能级高于极性生色团分子定向排列产生的偶极电荷束缚能级,空间电荷对偶极电荷有强烈的束缚作用。空间电荷衰减将引起材料内电场分布发生变化,并导致极性生色团分子的松弛。空间电荷的储存稳定性决定着偶极电荷的寿命。在 DR1/PMMA 驻极体内脱阱电荷的输运在 80℃ 以下受快再捕获效应控制,在 90℃ 以上受慢捕获效应控制。

在 DR1/PMMA 系统中染料对聚合物基体有塑化效应,这种效应降低了玻璃相变温度($T_g=85^\circ\text{C}$),同时也降低了大多数非线性光学聚合物的极化稳定性。如 90℃ 正电晕充电 DR1/PMMA 非线性驻极体的取向偶极电荷在常温下经过 10 天左右基本解取向。与偶极子解取向规律相似,DR1/PMMA 系统的电光系数随时间逐步衰减,极化后 60 天 DR1/PMMA 的电光系数 r_{33} 仅保留初始值的 20%。与聚合物驻极体类似,较高的 TSD 峰温温位和较窄 TSD 的电流峰对应于更稳定的电荷储存系统,物理老化可明显地增强非线性光学聚合物取向偶极子的热稳定性。

DR1/PMMA 非线性聚合物通常表现为宽分布弛豫时间的衰减,弛豫时间与温度有关,且松弛过程表现出明显的非指数型。DR1/PMMA 的弛豫时间在 50℃ 和 70℃ 时分别是 $6.52 \times 10^3 \text{ s}$ 和 $2.00 \times 10^2 \text{ s}$,而分布宽度 β 分别为 0.226 和 0.245。

5.7.2 Teflon AF 非线性光学聚合物驻极体

Teflon AF 非线性光学双层膜系统是在非线性光学聚合物表面覆盖 Teflon AF 形成的。Teflon AF 非线性光学聚合物驻极体不仅可利用 Teflon AF 层内空间电荷形成的电场抑制取向生色团分子松弛,延长取向偶极子寿命,而且可以借助 Teflon AF 层突出的化学惰性、良好的光学性能和宽温区热稳定性减弱强激光和强电场对非线性光学材料的损伤。

电晕极化 Teflon AF/DR1-PMMA 双层膜系统体内存在着取向偶极电荷、Teflon AF 层捕获的空间电荷以及分子偶极驻极体与 Teflon AF 的层间界面陷阱捕获的空间电荷。Teflon AF/DR1-PMMA 双层膜系统的电光系数 r_{33} 和表面电位稳定性明显优于 DR1/PMMA 单层膜,其 r_{33} 的稳定性比同样条件下 DR1/PMMA 单层膜的稳定性高一个数量级。Teflon AF/DR1-PMMA 系统中偶极分子有序取向的稳定性是因为 Teflon AF 层中空间电荷与非线性层中偶极电荷间的相互作用有效地抑制了偶极分子有序取向的松弛。

5.8 生物驻极体

生物驻极体包括天然生物驻极体和人工生物驻极体。天然生物驻极体的压电、铁电、热释电、生物畴和驻极体行为(驻极态)是生命活动的基本属性,它存在于生命活动的全过

程,生物体中驻极态的调节和变化有效地控制着如神经信号产生、思维过程、生物记忆再生、细胞组织的电解调节、疾病的发生和控制等生命现象。

5.8.1 蛋白质

蛋白质是重要生物驻极体材料。纤维蛋白和血红蛋白等具有 $6.65 \times 10^{-28} \text{ Cm}$ (200D),甚至更大的偶极矩而呈现出较强的驻极体效应,角蛋白和胶原蛋白分子内富含强极性基团而具有明显的压电效应。蛋白质结构中亲水氨基酸是蛋白质存在本征电极化效应的结构根源。蛋白质具有传导电子能力,质子在生物膜中的传递是通过蛋白质中某些氨基酸侧链羟基、羧基和键合水形成的氢键所构成的传导途径进行的。蛋白质的导电能力强烈地依赖于水合作用,当水键合到蛋白质分子上可形成转动能级而出现了附加驻极态。如胶原蛋白、动物胶及血红蛋白的极化增强是通过键合在蛋白质上水壳层来实现的。在生命系统中,蛋白质内存在许多畴结构,蛋白质中空间和偶极电荷间相互作用而产生的任何微小形态变化都能改变畴结构和细胞的新陈代谢及生物功能。神经末梢的兴奋,脑中枢指令的传输,记忆的形成和逻辑思维信号的产生等,其实质都是受控的微击穿和生物驻极态的复杂变化。因此,蛋白质总是包含着剩余极化,并始终处于有序的动态极化状态之中。

5.8.2 酶

酶也是重要的生物驻极体材料之一,酶能储存大量的极化和空间电荷,其电荷储存量有时高达 10^{-7} C/cm^2 ,酶分子内离子所提供的电场约为 10^6 V/m 数量级。如胰蛋白酶中存在着 3~4 个分立能级的陷阱或偶极电荷分布,偶极子、空间电荷和水合作用的贡献形成了胰蛋白酶的驻极态,水合作用同样增强胰蛋白酶的驻极态。酶在激发态时呈现出极大的偶极矩,酶的生物催化功能就是通过极化效应实现的。如细胞的酵素酶在激发态时呈现大的偶极矩,并通过催化作用调节大多数生化过程。酶系统中离子输运是极化和空间电荷储存的基本特性,它能诱导出极高的非线性效应,这种非线性效应与酶的活性密切相关。此外,酶系统的亚稳态铁电活性对电场有很强的依赖关系。

5.8.3 脱氧核糖核酸(DNA)和核糖核酸(RNA)

DNA 和 RNA 是具有强驻极体效应的生物驻极体材料。水合作用对 DNA 和 RNA 驻极态具有强烈影响。DNA 和 RNA 的一系列生物功能与其驻极态紧密相关。20 世纪 80 年代 DNA 的压电效应及其储电机理被发现;同期 RNA 电滞回线也被绘制,并进一步明确了 RAN 是生物铁电体具有非线性传输特性。RNA 具有的记忆和信息储存功能都是以其铁电效应为基础的。DNA 和 RNA 驻极体非线性效应显示:DNA 和 RNA 的结构与空间补偿电荷、偶极取向电荷和水合作用密切相关,离子输运是 DNA 和 RNA 中空间电荷储存的主要特征,空间电荷的输运与偶极电荷的取向变化导致材料结构的变异,由此诱导出非线性效应。

5.8.4 聚糖

聚糖是人和动物的主要供能物质之一,是重要的生物驻极体材料。聚糖内因含有大量的一OH 极性基团而显示出较强的驻极态。 α 壳聚糖内多数纤维沿薄片的面上取向,且分子链的走向在薄片内呈现均匀随机分布,为此, α 壳聚糖能呈现良好的压电性和明显的极化自由度。 α 壳聚糖的驻极态也和水合作用密切相关,水合作用可强化壳聚糖的驻极态。 α 壳聚糖内一OH 偶极子的活化能为 0.1eV,因此它是一种强氢键合型的生物聚合物。

5.8.5 生物膜

生物膜主要是由类脂和蛋白质组成的超薄结构。生物膜具有电子漂移、信息传递和传感功能。生物膜上用来调节生物膜电位的电位差约为 $70\sim 100\text{mV}$ ，它是生物驻极体最重要的性质参数。对活细胞驻极态的研究发现细胞膜中存在极不均匀的电场分布，这种电场分布诱导了电荷的分离和中性粒子的极化。生物膜具有压电、热释电及线性电光效应，生物体的神经兴奋现象与生物膜的驻极态变化密切相关。研究生物膜的驻极态对分析生物体的信息传输规律，研究和揭示生物驻极体的微观行为具有重要意义。

5.8.6 细胞

细胞是生物组织内储电的基本单元，其周围由电绝缘或低电导率的介质液体所包围，是一个典型的生物驻极体。细胞内外的离子变化将改变细胞的表面电导。细胞核、线粒体和细胞膜等细胞器的形状将决定细胞的介电参数、细胞膜表面电荷的分布轮廓和畴的排列方式。细胞畴结构的存在、细胞膜对离子的隔离功能及其空间电荷的积累是细胞生物驻极态的根源。畴由类脂体和蛋白质形成，是细胞质的形态单元，它存在着巨大的偶极矩(单一极化细胞，其偶极矩高达 10^3D 数量级)，一个畴的压电系数为 $d=(3\times 10^{-13}\sim 3\times 10^{-12})\text{C/N}$ ，畴的协同作用决定了细胞及生物体的介电性质和驻极态。

5.8.7 骨

骨是人们较早确认的天然生物驻极体材料。骨具有压电($d_{25}=2\times 10^{-13}\text{C/N}$)和热释电特性以及空间电荷产生的驻极体效应，骨的压电效应由骨胶原微纤维形成，骨凹部产生负压电极性，骨凸部产生正压电极性。骨骼内偶极电荷和空间电荷的储电量是极化电场、极化温度及材料性质的函数。在 40°C 、外加电场为 1MV/m 时，骨骼形成的饱和极化约为 10^{-8}C/cm^2 ，这个数值比骨骼中因压电效应形成的取向极化高几个数量级。空间和极化电荷在体内的储存是骨骼驻极体效应的根源。骨骼的驻极态仅存在于非矿化的骨质内。骨骼的驻极态与水合作用密切相关。

5.8.8 血液和血管

血液由血浆和血细胞组成。蛋白质是血浆和血细胞的主要组分之一，由于蛋白质呈现强驻极态，因此血液和血管都是生物驻极体材料，此外，血管内壁也含有多种蛋白质，动脉具有压电性(主动脉的 $d_{25}=0.2\times 10^{-13}\text{C/N}$)。事实上，血液和血管都带负电，由于心脏的搏动和血管壁及血液间的驻极体效应，导致了血液的畅通不凝。临床试验说明血管内壁负极性驻极态的改变(负电位下降)是形成粥样动脉硬化的原因之一。

5.8.9 皮肤

皮肤是具有压电和热释电性能的典型生物驻极体。20世纪60年代和80年代人们观察到干态皮肤和人体新鲜皮肤的压电效应，并获得经外力和热刺激后皮肤的电信号响应。随后人们在对真皮、表皮和角质的压电效应进行系统研究后认识到：真皮的压电性归因于它的胶原蛋白的结构网络；表皮的压电性来源于局部取向的 α 螺旋类角蛋白的张力原纤维；而皮肤中的角质具有最高压电系数。

5.8.10 生物水

水在生物体内常以自由水和键合水(结构水或生物水)的方式存在。水分子键合到蛋白质和其他生物聚合物上是一种重要的生物物理现象。蛋白质中水分子被吸附于氨基酸等表面极性基团上，一个极性氨基酸能束缚一个水分子，带电氨基酸分子能束缚更多的水分子。水在生物大分子局域场作用

下可形成附加转动能级，从而产生附加驻极态。结构分析指出：键合水以类似于冰的结构结合于相应大分子周围。因此，从自然水转化为生物大分子中冰状水的过程是一个形成和强化生物驻极态的过程。

水键合到胶原蛋白上的驻极体效应的变化已从干态及水合后胶原蛋白的TSD实验变化的结果得到证实。水合动物胶TSD电流谱上出现的 -24°C 低温峰和 43°C 高温峰分别是单氢键水分子偶极子和多氢键偶极子由热刺激弛豫时释放电荷所形成。干态的生物大分子动物胶的TSD电流谱表现出一定的驻极体习性，但比水合动物胶的驻极体效应要弱得多。生物材料的驻极态强烈地依赖于水合作用。

5.8.11 其他生物驻极体材料

动物和植物体内几乎各种组织中都存在天然极化。羊毛和头发(束)具有热释电和压电效应。以壳多糖为主要成分的节肢动物外壳，在常态下就能观测到其极化现象，其压电系数 $d_{25}=7\times 10^{-13}\text{C/N}$ 。动物的腱($d_{25}=23.3\times 10^{-13}\text{C/N}$)、软骨及牙齿等也都具有明显的驻极态。青鱼鳞片具有驻极态，鳞片中的骨胶元的有序排列是其驻极特性的主要来源。叶绿素是一类完整的光合作用实体，是一种尽善尽美的天然光驻极体材料。叶绿体的光物理和光化学反应过程是一种光驻极体材料的光致成极过程。

6 驻极体的应用

驻极体的永久带电特性所表现出的静电效应、压电效应、铁电效应、热释电效应、非线性光学效应和生物效应等已在换能器和传感器、环境净化工程、能源工程、辐射计量测量、微电子、非线性光学器件、航空和航天、生物医学工程及其临床医学等方面得到了广泛的应用，并已研发出上百种相关产品应用于各领域。

6.1 声电(电声)传感器

驻极体声传感器是驻极体最重要应用器件，它分薄膜声电传感器和硅基声电传感器两大类。

6.1.1 薄膜声电传感器

驻极体薄膜声电传感器是一种包含永久电荷固体电介质、无须外加偏压的电容式声电换能器，它有振膜式和背极式两种结构模式。图5.3-18是振膜式驻极体声电传感器原理图，它由镀金属电极的驻极体(等效面电荷密度为 σ)振膜和背电极组成，中间用空气隙隔开，驻极体上下电极间并联电阻 R ，当声波压力作用到振膜上，引起薄膜振动和气隙厚度发生变化 Δl 。开路时电场和感应电荷保持恒定，则输出电压振幅为 $U_0=E\Delta l$ (E 为气隙电场)。这类传感器中驻极体薄膜既是储电机构，又是力电耦合振膜，工作时可能影响薄膜的电荷稳定性及使用寿命。但由于其避免使用高达 $70\sim 250\text{V}$ 的外加电压，且具有宽频(10^0Hz 至几百兆赫兹)响应、低谐振失真、长寿命、成本低、工艺简单和对机械振

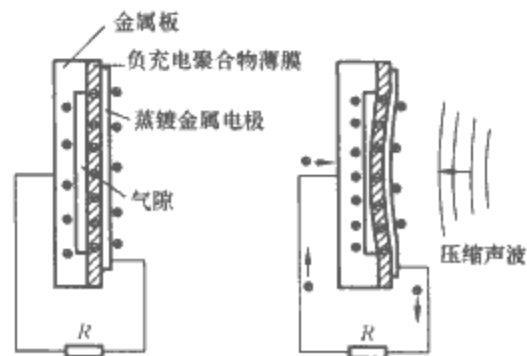


图 5.3-18 驻极体声电传感器及原理

动、冲击及电磁干扰的低灵敏度等特点而广泛用作研究工具及商业产品。现在商业上各类驻极体话筒多属振膜式。图 5.3-19 是实用化振膜式驻极体声电传感器的剖面透视图，储电薄膜多为膜厚 12.5~25 μm 的 FEP、PP 或 PCTFE，振膜的金属层厚约为 100nm 左右的镀铝层，等效面电荷密度约为 10~20nC/cm²，气隙厚 10~30 μm ，灵敏度的典型值为几百微伏每帕，频率响应为 50~30kHz(在固体介质内的频率可高达 200MHz)。

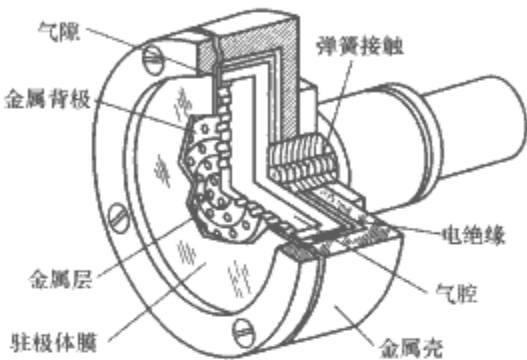


图 5.3-19 薄膜驻极体声电传感器的剖面透视图

背极式驻极体电容式话筒是将驻极体储电膜粘贴或喷涂到金属背电极上(器件工作时驻极体膜保持静止)，振膜选用力学性能优异的聚酯以改善话筒的总体质量指标。背极式驻极体声电传感器比振膜式驻极体同类传感器的振动灵敏度要低 10dB，比传统电容式传声器低 10~30dB。

6.1.2 硅基声电传感器

20 世纪 80 年代以来，人们将驻极体技术和硅微机械加工技术结合研制了不同原理的硅基声电传感器，如压电式、电容式、压阻式和驻极体式硅基声电传感器等(见表 5.3-3)。

6.1.2.1 Si 基驻极体微型声电传感器

Si 基驻极体微型声电传感器以 Si 基为背电极，在硅背电极上氧化一层高绝缘 SiO₂ 驻极体，并通过平面工艺和微机械加工技术制造的声电传感器。1984 年德国 Sessler 课题组研制了世界上第一个电容式 SiO₂ 驻极体声电传感器，其工作原理是在单晶硅片上经热生长形成 1 μm 厚 SiO₂ 作为驻极体储电层，以膜厚 1.5~2.5 μm 蒸镀铝电极的 PET 作振膜，传感芯片为 3.0mm \times 3.0mm，两块芯片相互粘在一起，组成气隙间距约 20 μm 的电容式声电传感器。当膜片随外加声压作用并使其间距变化时气隙电容量也相应变化，导致连

表 5.3-3 近年来在国际上研制的 Si 基微机械加工的驻极体及相关传感器一览表

| 作 者 | 年 份 | 传 感 原 理 | 振膜材料 | 尺 寸 (mm \times mm) | 响应频率 (kHz) | 灵敏度 (mV/Pa) | 等效噪声级 (dB) | 电容或阻抗 |
|-------------|------|--|---|-------------------------|---------------|--------------------|---------------|------------------|
| Royer | 1983 | 压电(3 μm ZnO) | 30 μm Si | 3.0 \times 3.0 | \approx 40 | 0.25 | 66 | — |
| Hohm | 1985 | 电容式(偏置 28V) | 0.15 μm Si ₃ N ₄ | 0.8 \times 0.8 | $>$ 20 | 4.3 | 54 | 1.4pF |
| Mueller | 1987 | 压电(0.3 μm ZnO) | 2 μm Si ₃ N ₄ | 3.0 \times 3.0 | 7.8 | 0.05 | 72 | 26pF |
| Franz | 1988 | 压电(0.2 μm AlN) | 0.8 μm 掺杂 Si | 0.8 \times 0.9 | 45 | 0.025 | 68 | 75pF |
| Voorthuyzen | 1989 | 驻极体(1.1 μm SiO ₂) | 2.5 μm 聚酯 | 2.45 \times 2.45 | 15 | 19 | — | — |
| Murphy | 1989 | 驻极体(1.1 μm SiO ₂) 或 12 μm FEP | 1.5 μm 聚酯 | 3.0 \times 3.0 | $>$ 15 | 4.8 | \approx 30 | 2pF |
| Bergqvist | 1990 | 电容式(偏置 16V) | 5 μm 掺杂 Si | 2.0 \times 2.0 | 4.16 | 13, 1.4 | 31.5 | 3.5pF |
| Kuehnel | 1990 | FET | 0.15 μm 掺杂 Si | 0.7 \times 1.3 | $>$ 20 | 0.6(1k Ω 时) | — | 1k Ω |
| Kuehnel | 1992 | 电容式(偏置 28V) | 0.15 μm Si ₃ N ₄ | 0.8 \times 0.8 | $>$ 20 | 7.3 | $<$ 34 | 1.1pF |
| 同济大学 | 1994 | 驻极体(1.0 μm SiO ₂) | 3.0 μm 聚酯 | 3.0 \times 3.0 | 15 | 0.42 | 67 | 上海市科委 1994 鉴定 |
| Schellin | 1994 | 压电(2.5~3 μm)P(VDF/TrFE) | Si ₃ N ₄ /SiO ₂ | 1.0 \times 1.0 | 16 | 0.15 | 60 | 30~40pF |
| Kressmann | 1996 | 压电电容式 P(VDF/TrFE) | Si ₃ N ₄ | 1.0 \times 1.0 | 17 | 0.21 | 54.6 | — |

接的外电路中产生电信号响应。首个电容式 SiO₂ 驻极体声电传感器的等效噪声级低于 30dB，在整个声频范围内的灵敏度约为 4~20mV/Pa。

Si 基 Si₃N₄/SiO₂ 双层膜形成的振膜式驻极体声电传感器(见图 5.3-20)是驻极体微型传感器的升级换代产品，它用 Si₃N₄/SiO₂ 双层膜作为驻极体振膜不仅解决了 SiO₂ 的亲水性问题，同时也解决了大的压应力和大的张应力在单层硅基 SiO₂ 引起的变形问题，并且具有结构简单，微型化，工艺

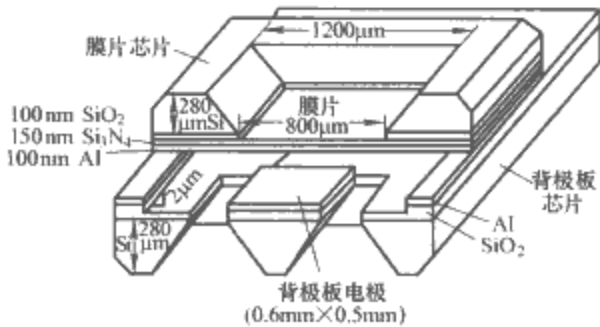


图 5.3-20 双层驻极体薄膜的 Si 基声电传感器

与 IC 平面工艺及微机械加工技术兼容以及小的离散电容等优点。

6.1.2.2 场效应晶体管声电传感器

场效应晶体管(FET)声电传感器是另一种电容式微型声电传感器(图 5.3-21)，它也是双芯片结构：①背极板芯片，在凸缘上含有高浓度 N 掺杂的源区和漏区以及 MOS 晶体管的 p 型沟道；②振膜芯片，由金属化氮化硅片构成，膜片起着栅的作用。膜片振动调制着栅沟道电容，因而调制漏电流。

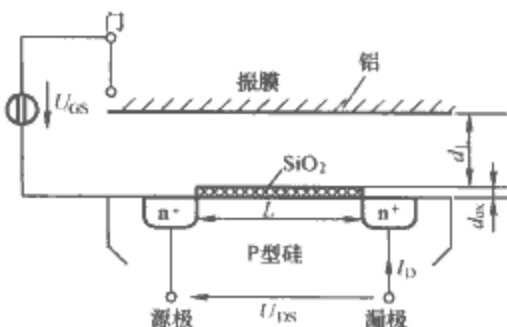


图 5.3-21 FET 声电传感器的源-漏极截面示意图

虽然在膜片和栅氧化物间的气隙仅 $2\mu\text{m}$ ，但窄的源—漏凸缘 ($110\mu\text{m}$) 阻止大的气隙阻尼。在 $0.1\sim 30\text{kHz}$ 频率范围内，产生了大约 $5\text{mV}/\text{Pa}$ 的灵敏度，等效噪声级 62dB ，通过埋沟工艺和改变沟道的几何形状可明显地降低噪声级。

6.1.2.3 硅基压电声电传感器

Si 基压电式微型声电传感器 (见图 5.3-22) 是一种无气隙损耗的单片式 Si 基一体化传感器。在这种声电传感器中，把 $2.5\sim 3\mu\text{m}$ 的 PVDF 或 $\text{P}(\text{VDF}/\text{TrFE})$ 压电层通过旋涂工艺沉积在 $0.2\mu\text{m}$ SiO_2 薄膜上，或将 $0.25\sim 1\mu\text{m}$ 芳香族聚脲蒸发到 SiO_2 薄膜上。经过热处理后，在 70°C 和 $100\sim 200\text{MV}/\text{m}$ 电场下极化 10min 。由于压电层的应变在膜片的中心区域和边沿符号相反，所以需要应用图 5.3-20 中的电极形状。内外电极部分的串联确保了两个区域中压电信号以同位相相加。Si 基 $\text{P}(\text{VDF}/\text{TrFE})$ 微型驻极体声电传感器的灵敏度是 $150\mu\text{V}/\text{Pa}$ ，并且在 $0.1\sim 15\text{kHz}$ 与频率基本无关。

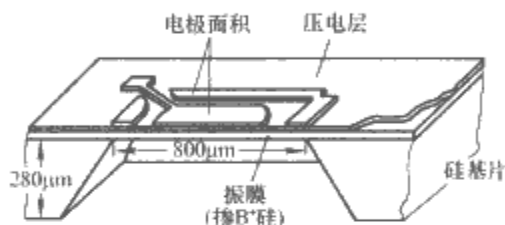


图 5.3-22 Si 基压电型驻极体传感器透视图

6.1.2.4 驻极体电声传感器

驻极体电声传感器主要有驻极体耳机和驻极体扬声器两大类。驻极体耳机有电容型和压电型两种，电容型驻极体耳机是根据固体电介质的外偏置电容式电声传感器的工作原理设计制作，即将未镀金属电极的单极性空间电荷驻极体置于两电极板之间，使驻极体与两电极间含等间距的气隙，从而形成一个对称的夹心系统。当信号电压加在两电极上，由于电压是线性的，则作用在电极间的中心振膜上的净电力与电压呈准线性关系。通过信号极性变化在相对电极之间产生排斥或吸引来发声。其基本性能指标是频率范围为 $20\sim 20\text{kHz}$ ，灵敏度大于 $94\text{dB}/\text{mW}$ ，最大功率大于 100mW 和谐波失真需小于 0.5% 等。

驻极体扬声器的制作原理与驻极体耳机相似，作为直接声能辐射体，它们的响应应该上升至传感器的谐振频率。驻极体扬声器最简单的结构是由两个相邻，但极性相反的平板电容器和一个已连接到振膜上的驻极体相连。这种传感器能提供线性传感，它们产生的力在大幅度振动时与位置无关。

6.2 静电复印

静电复印是利用驻极体电荷储存特性研制的光电驻极体装置，其基本原理是用电晕方法对电导潜像进行放电，导致高电导率区域储存较少电荷，而低电导率区域保存较多电荷，将带色塑料粉末敷撒在已有电荷潜像的固体电介质板上，图像就会显示出来。根据静电复印原理研制的静电复印机的成像过程是：先对光导绝缘板进行表面充电，并以光学图像照光（光照强的地方电阻小，光照弱的地方电阻大），从而引起表面光导放电（储存电荷的释放），使含有调色粉末的光导绝缘板上产生一个隐形的静电图像。最后将图像转移并加热定影在复印纸上实现静电复印。静电复印的图像分辨率取决于显影材料的选择。分级显影的典型分辨率是 $1\sim 15$ 线/ mm ；而液体弥散性显影的分辨率高达 250 线/ mm 。

6.3 空气过滤器

空气过滤器是利用驻极体静电效应研制的环境保护设备，其基本原理是利用滤材纤维自身带电和对带电粉尘静电吸引的长程库仑力捕获粉尘。在驻极体空气过滤器中极化的纤维 (PP 无纺纤维或静电纺丝纤维等) 通常带有几百至上千伏电压，纤维间隙的电场可达几十兆伏每米以上 (等效面电荷密度高达 $90\text{nC}/\text{cm}^2$)，由于静电力的排斥作用使纤维间扩散成网状孔洞，间隙尺寸远大于粉尘的尺寸，形成了纤维间距比粉尘尺寸大得多的开放式结构。当灰尘经过过滤器时，静电力不仅能有效地吸引带电粉尘，而且以静电感应效应捕获感应极化的中性粒子。与普通机械型空气过滤器相比，驻极体过滤器具低流阻 (它的流阻比普通过滤器约低一个数量级)、高效率、长寿命、高尘埃捕获能力 (尤其是对亚微米级细微尘埃) 和节能等优点。

除此以外，驻极体空气过滤器对大肠杆菌、绿脓杆菌、金葡、白葡和霉菌等滤除率高达 95% ，杀灭率在 $40\%\sim 90\%$ 之间。驻极体灭菌的主要机理是：驻极体产生的强静电场和微电流损伤了细菌的细胞质及细胞膜，破坏了细菌的表面结构，使其蛋白质和核酸变异，导致了细菌的死亡。与此同时，驻极体产生的强电场还对其他种类细菌具有明显的抑制其繁殖的功能。

6.4 驻极体电动机

驻极体电动机是利用伺服电动机齿槽效应研制的一种自偏置静电装置 (见图 5.3-23)。驻极体电动机由两片圆盘形电极和一块同样直径圆盘形驻极体组成。每一电极沿中心径向剖开后用绝缘层 (如树脂) 粘合起来，盘状电极两面带有等效异号电荷。两盘形电极通过中心轴位于驻极体上、下两侧，盘状驻极体也由带相反极性的两半盘组成。当两电极接上电压后，作为转子的盘形驻极体将受到转矩作用。这种驻极体电动机系统仅需提供 1W 的低功率，且使用寿命长。除盘形驻极体电动机外还有矩形驻极体电动机，其工作原理是利用驻极体的开缝效应。

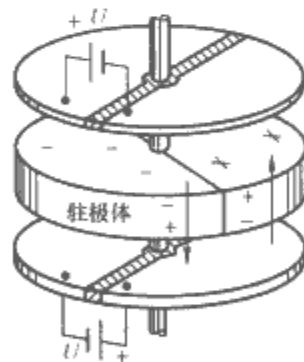


图 5.3-23 驻极体电动机示意图

6.5 驻极体继电器

驻极体继电器是利用双稳态电介质驻极原理研制的机电传感器件，其基本结构和工作原理是：一个含铰链的半透明驻极体作为电闸门置于两金属板之间，当驻极体薄膜被吸引到其中一个电极时，电闸被关闭，驻极体继电器吸合。当另一块金属电极上提供反相电压脉冲时，驻极体薄膜离开原吸合金属电极，电闸被打开，驻极体继电器开启，实现了继电器开关功能。由于驻极体继电器需求的功率比等效的电磁系统低 3 个数量级，从而使驻极体继电器的开发应用引起工程技术界的广泛兴趣。

第4章 纳 米 介 质

1 纳米复合电介质的结构特征

1.1 引言

纳米材料与纳米结构中会产生许多未知的结构形式与新奇现象,很难用传统的物理及化学理论进行全面解释。例如,纳米复合材料中的显微结构(微域的性质;微域的几何特性,如相对含量、尺寸、形状、取向及分布;微域的拓扑性质,如空间排列分布、连接度;微域间相互作用,如界面)将对其宏观性能产生决定性作用。复合材料中微域的性质依赖于材料的组成及分子结构,因此必须建立微观结构、显微结构与宏观性能三者之间的相互关系。目前纳米高聚物复合物主要用作结构材料,有人提出利用界面的多种力耦合效应制作敏感元件,例如 MEMS 或 NMES 中的传感器或执行器等,并提出如何设计新的复合材料结构去实现其中低维(0 维,1 维,2 维)纳米结构单元的量子或波效应。

1.2 纳米微粒与纳米结构材料的基本物理效应

当微粒子尺寸不断减小,在一定尺度下($d \leq d_c$),会引起材料的宏观物理、化学及生物学性质发生异常变化。

1.2.1 量子尺寸效应

宏观尺寸物体,按能带结构理论,金属的费米能级 E_F 处的能级是准连续的,随尺寸下降,能级变成离散的,半导体的禁带宽度 E_g 上升,称为量子尺寸效应。

依据久保理论,低温、微粒的原子数 N 很少时,电子能级的裂距为

$$\delta \sim \frac{1}{d^3} \sim \frac{1}{N}, T \sim \frac{\delta}{k} \sim \frac{1}{d^3} \quad (5.4-1)$$

式中: d 为超微粒直径; T 为热力学温度; k 为玻尔兹曼常数。

当 $T = 1\text{K}$ 时, $d = 20\text{nm}$; 当 $T > 1\text{K}$, $\delta/k > 1$ 时, $d < 14\text{nm}$ 。

δ 大于超导体的凝聚能、热能、磁能、电场能时,产生量子尺寸效应。可见,成立的条件是低温、小尺寸物体。

随着纳米粒子尺寸减小,吸光会发生红移或蓝移,发生从导体到绝缘体、铁电体到顺电体、超导体到正常态等转变,同时,比热、磁化率和催化性会与电子数的奇偶性有关。

因为, $\delta/kT_c \approx 1$, $\delta \approx 10^{-4}\text{eV}$, 依据 $\tau > h/\delta$, 电子的寿命很长,因此纳米级 Ag 粒子的电阻大,为绝缘体。

量子尺寸效应是微电子、光电子及分子器件的理论基础。

1.2.2 小尺寸效应

当粒子尺寸与光波波长 λ_0 、电子 De Broglie 波长 λ_{dB} 、超导态的相干长度 ξ 、电子平均自由程 λ 以及激子波尔半径 R_B 等物理特征尺寸相当或更小时,晶体的周期性边界条件受到破坏,非晶态纳米颗粒表面层附近原子密度下降,导致 A(声)、O(光)、E(电)、M(磁)、T(热)、F(力)学等特性呈现突变的现象,称为小尺寸效应。例如,金属从块体的五

光十色到黑色(吸收、反射改变),铁磁体到顺磁体,超导体到常导体,有序到无序等转变。

1.2.3 表面效应

当微粒尺寸下降到纳米级时,表面原子数与总原子数之比会急剧增加,例如 10nm 时, 20% ; 1nm 时, 99% 。表面原子数增加,原子配位不够,表面能上升,表面张力上升,与机体的相容性降低,悬挂键及缺陷密度增加,出现台阶,表面活性增加,材料极不稳定。例如,会发生金属粒子燃烧,粒子吸附增加,团聚和凝聚等现象。

1.2.4 宏观量子隧道效应

微观粒子借波动性而穿过高势能的概率不为零,称为隧道效应。这些年来,人们发现纳米粒子的磁化强度 M 、超导体的磁通密度 Φ 也具有隧道效应,称为宏观量子隧道效应(TE)。在低温时,超细镍微粉本应为铁磁体,但仍保持顺磁性。Fe-Ni 薄膜中畴壁运动速度在低于某一临界温度 T_c 基本上与温度无关,即使仅 0K 时,纳米粒子的磁化矢量仍能取向,而弛豫时间 τ_m 仍有限。

1.3 微纳米高聚物复合物的结构与性能

1.3.1 复合物的(微)结构特性

(1) 复合结构原则。复合基体:陶瓷、金属、高聚物等;复合相态:单相、多(复)相;复合效应:加和、乘积、函数与功能等。例如,调节、增强、互补、新效应(生物细胞、超导态、巨磁阻、光子晶体等);复合连接性:欧式空间 0 维,1 维,2 维,3 维,或分形维数。

(2) 复合介质原则。微米复合,纳米复合,杂化、原子、分子水平结合,超分子化学,依赖除共价键外的其他分子间作用力组装成超分子体系,包含非共价键的弱相相互作用,例如 H-键、范氏力、偶极间相互作用,亲水-疏水相互作用以及它们之间协同作用而产生的特定结构与功能。

(3) 纳米材料微结构。颗粒组元(晶粒、非晶、准晶组元);尺寸、形态、分布;界面:形态、分子组态或键组态;缺陷的种类(位错、三叉晶界、空位、空位团及空洞)、数量、组态、化学成分、杂质;界面结构模型:类气体(无序)、有序、并存、结构特征分布模型。

1.3.2 按晶粒聚集体尺寸大小排序(分类)

(1) 分散晶粒结构。当两相复合材料中含量小的相(弱相)的比例低时,晶粒将随机分散在该相中(基相、连续相)。

(2) 聚集晶粒结构(aggregated grain structure)。弱相的 $V/V\%$ 增加,构成晶粒团聚簇。

(3) 逾渗型晶粒团簇网络结构(percolation like cluster structure)。当弱相 $\varphi = \varphi_c$, 即逾渗阈值,除了少数的晶粒团簇,大多数弱相晶粒将连成一连续随机走向的键状网络。

(4) 晶粒的连接性(Connectivity)。对于两相复合材料有 10 种晶粒连接方式: 0-0, 0-1, 1-1, 0-2, 1-2, 2-2, 0-3, 1-3, 2-3, 3-3。其中 0-0, 0-1, 0-2, 0-3 型为分散晶粒结构; 1-2, 2-3, 1-3 型对应聚集晶粒结构; 1-3 型弱相晶粒聚集成单链状; 1-2, 2-3 型中晶粒成密堆积; 1-1, 2-2 型晶粒聚集结构呈特殊情况,弱相晶粒按

一定方向聚集成片状结构; 2-2 为层状, 1-1 为线状, 3-3 型对应逾渗基团网络结构, 两相材料相互穿透构成 3D 网络, 即形成逾渗集团。

1.3.3 复合物的界面结构、特性及作用

1.3.3.1 界面力

两相复合物 A/B, 各相均有自己的热力学性质, 相界面(纳米级尺度)属过渡区。相内的每个原子与分子通过短程力及长程力与其周围建立平衡。界面性质的变化源于穿过 A/B 相的原子或分子间力。

界面力有很多种, 包括: ①硬芯力, 是短程量子力学排斥力, 源于单个电子云间的重叠互作用。②电子与核间的静电吸引/排斥力, 依赖于单个原子或分子, 是中性或带净的正、负电荷。即便是电中性, 亦因电子和核在一个分子或原子中的非对称分布而产生多极力, 因随距离迅速下降, 故偶极力占优势。③离子间力是强的长程库仑力。④固有偶极子存在, 会有弱的偶极-偶极力, 离子-偶极力, 或感应偶极力, 它们属于 Debye 力。⑤所有偶极子的极化力均属于中程力, 通常具有吸引性质, 通称范氏力。⑥氢键是一种对于特定结构产生的具有高度方向性的短程静电力, 例如施主(氢原子)与受主(电负性原子)构成共价键。

决定纳米尺度结构介电性能最重要的应是强的长程相互作用力, 是一种静电力(源于电荷)。电荷会诱导电子极化(离子-感应偶极子相互作用)以及固有偶极子取向(离子-偶极子相互作用)。

第一类屏蔽作用源于介质极化, Nano 电介质经常在粒子 A 的表面或至少一部分带电, B 相产生屏蔽的异号电荷。A/B 界面的相互作用极化能服从 Born 公式

$$P = \frac{q^2}{8\pi a} \frac{1}{\epsilon_0} \left(1 - \frac{1}{\epsilon_e}\right) \quad (5.4-2)$$

式中: a 为 nano 粒子 A 的有效离子半径; ϵ_0 为真空介电常数; ϵ_e 为 B 相的介电系数。在屏蔽建立的瞬态条件下, ϵ_e 位于光频介电系数 ϵ_∞ 与静态值 ϵ_s 之间($\epsilon_\infty < \epsilon_e < \epsilon_s$)。

第二类屏蔽作用, 假如 B 相中有移动离子, 在库仑力作用下, 并在 A 相粒子周围建立扩散的屏蔽双层电荷, 可用球形对称结构, 也可用简化的 Helmholtz 平板偶电层结构, 也可用复杂的胶体化学中的 Stern 双电层, 类似于半导体器件中的 P-N 结。

1.3.3.2 界面(相)的作用

纳米复合物的最显著特征是界面结构。代表相间过渡区(纳米级, 甚至分子级)的微结构, 存在上述分子间的相互作用, 例如高分子链在无机纳米相上的锚定或纠缠。

均相材料通过热力学、统计力学、量子力学建立材料微观(分子)结构-宏观性能的关系。

复合材料(0-3 结构)中, 微米级客质(分散)相界面所占体积比小, 其作用可以忽略, 性能取决于两相成分的变化, 但在两相性质相差很大时, 可能在某一临界浓度下, 发生向单相性质的突变(逾渗相变)。纳米级客质相界面所占体积比大, 界面的作用十分显著, 可作为独立相处理。因其界面结构十分复杂, 可呈类晶态、类非晶态或中间态, 加上表征困难, 因此对纳米电介质复合物的结构-性能研究, 目前仍处于探索阶段, 特别是要建立介观结构与宏观性能之间的关系仍是一个国际性难题。

界面相作为被动电介质, 由于纳米粒子与基质构成了界面相, 不仅粒子的性质不能全部由界面和它与环境的作用决定, 而且, 它的量子尺寸效应、小尺寸效应、量子局域效应也受到极大的掩盖, 除极个别现象外, 这类现象甚至被

消除。界面性质将显著影响复合物的力学、空间电荷特性、载流子输运、极化、击穿、老化等电学和光学特性。

界面相, 例如, 界面双电层, 作为活性电介质将起重要作用。纵向是高度极化区, 侧向层内的反离子具有显著的迁移率(在等位面内), 因此, 通过改变双电层的电位 ϕ_0 , 调节层内反离子浓度, 达到侧向改变电流 i_l 的目的, 这种调节功能十分重要, 但研究不多, 它类似于 MOSFET。界面双电层的活性, 特别是通过表面离子电导提高球形介质在电介质复合物中的低频介电常数, 使介质球形成一个偶极子。而在高频或低离子电导时, 复合物介电常数 ϵ_c 与基体的介电常数 ϵ_1 、 ϵ_2 及粒子浓度有关。例如, 吸水的石块的低频介电系数明显高于水或石块的值, 且随 ω 增加, ϵ_c 下降, 它应归之为石块与水分两相界面极化。按传统复合介质理论, $\epsilon_1 < \epsilon_c < \epsilon_2$ 。但这里的结果也适用于固体和液体气溶胶体系、乳液、固体悬浮物、高分子凝胶和生物体。

研究氧化聚乙烯(polyethylene oxide)电解液掺入多孔聚碳酸酯膜(孔径为 400~30nm)中的导电性发现, 由于纳米孔的限制, 随着孔径下降, 电解液的导电性增加; 当孔径为 30nm 时, 导电性与未受限制相比增加 2 个量级。再降低至分子水平时, 可解释生物膜中孔通道输运的协同相关性。

限制在双电层中的导电性也许是生物细胞间相互作用和通信的重要特点。虽然极大注重细胞的跨膜过程, 但是, 也存在着显著的细胞内的 Nano 通路, 因此可通过细胞活性调节导电方向, 类似于 MOSFET 模式。

绝缘子吸水性及泄漏电流是极为严重的工程问题, 因为在绝缘子表面存在微米级或纳米级的双电层离子通道, 水分子会在带电表面形成近似 3 个分子厚的层, 由表面电荷的极性确定其结构, 完全与体水结构不同, 沿表面的离子电导, 特别是关系水分子间的质子跳跃, 对此类亚纳米有序结构十分灵敏。

界面作为敏感单元, 或电-力学传感单元, 界面内电场不但诱导极化与导电行为, 而且也同时诱导应力场。电场诱导界面层的压应变(沿电场方向)及切应变(垂直电场方向), 后者的切向或横向效应是十分重要的。周期性电场将诱导界面结构的疲劳与破坏, A(极性)/B(非极性)相, 在高温高电场作用下, 会在 A/B 界面诱导扩散的双电层, 产生电致伸缩与压电性。此类双电层具有相对的稳定性。双电层区内电场增加, A/B 相内电场下降, 多晶 $\text{Pb}(\text{ZrTi})\text{O}_3$ 比单晶具有更多的界面。

多孔(蜂窝状)高聚物薄膜具有优良的电致伸缩及压电性, 也与 Nano 结构界面过程有关。界面特性主要依据电化学(电双层)及电-机械效应, 特别在功能及活性方面, 要注重研究界面的侧向特性(载流子运动)。依据局域空间电荷构建多种界面调控的记忆元件, 在这些系统中, 有序平面内侧向电荷输运更容易, 既具有 MOSFET 功能性, 又具有控制载流子优势方向的输运能力, 对绝缘介质的导电、击穿、树枝特性会有明显的作用。

生物学领域的界面, 独特的生物膜既是屏障, 又能开启所有生命过程, 由背对背的双脂层构成, A 相(细胞膜)为纳米级, B 相为水性电解液, 在侧向平面内, 膜也有十分特殊的局部活性, 借此调节孔特性。膜的特点是具有柔顺性, 并在很大的应力作用下仍保持这一性质, 是一个软界面。

应指出, 对界面类型结构及其作用的理解目前了解得还不是很深。

1.3.4 一些典型的物理尺度与几何尺度

一些典型的物理尺度与几何尺度见表 5.4-1。

表 5.4-1 一些典型的物理尺度与几何尺度

| | |
|---|---|
| 界面厚度 | 0.5~10nm |
| 电子平均自由程 λ_e | 约 200nm(G), 约 10nm(L, S) |
| Debye 屏蔽长度 | 7nm |
| 多晶硅表面峰—谷高度 | 100nm |
| 超导电子 Cooper 对尺度 | <100nm |
| De-Broglie 波长 λ_b | 10~100nm(S), 0.1nm(M) |
| Fermi 波长 | 0.1nm (M), 200nm (S) 约 1000nm(I) |
| 分子长度(myosin) | 150~160nm |
| 质膜通道孔 | <1nm |
| 病毒 | 10~30nm |
| 晶格常数 | 1nm |
| 聚乙烯的单体尺度 | 0.7nm, 0.5nm, 0.2nm |
| 多孔硅沸石孔 | 0.6nm |
| BaTiO ₃ 晶格常数 | 0.4nm |
| 金属电子半径 | 0.1nm |
| 核半径 | 10 ⁻⁵ nm |
| 电子的定域半径 | 1nm(S), 约∞(M) |
| 量子点 | 1~100nm(原子数 10 ³ ~10 ⁶ 个) |
| 高聚物晶片厚度 | 5~20nm |
| 微纳米电子学芯片的导线直径 | 4.8nm |
| 绝缘栅厚度 | 2~5nm |
| 电树枝长度 | 2000~5000nm |
| X射线的波长 λ | 0.01~100nm |
| 紫外波长 | 400nm |
| 超导(Nb-Ti)相干长度 | 4nm |
| 电偶极—偶极相互作用长度 (0.02eV) | 5nm |
| 椭圆 De-Broglie 波长 λ_{ell} | 10 ⁻²⁵ nm |
| 高分子自由体积的尺度 | <10nm |
| DNA 直径 | 1nm |
| 蛋白 | 1~20nm |
| 细胞膜厚 | 4~7nm |
| 碳纳米 | 1nm |
| 硅表面粗糙度 | 0.73nm |
| 晶粒间界 | 0.5~1.0nm |
| 离子半径(直体) | 0.252nm |
| 原子半径 | 0.1nm |
| 电子的经典半径 | 10 ⁻⁶ nm |
| Fermi 能级处态密度 | 10 ¹⁸ ~10 ²⁰ /(eV·cm ³) |
| 纳米粒子 | 10 ³ ~10 ⁴ 个原子 |
| 插层高分子厚度 | 2~3nm |
| MOS 绝缘栅厚度 | 2~5nm |

注 S: 固体, 半导体; L: 液体; G: 气体; M: 金属; I: 绝缘体。

应指出, 物理特征长度受材料种类以及外界环境的影响极大。

1.3.5 时间尺度与运动响应时间

电场频率: 直流、交流、无线电、射频、微波、可

见光。

测不准关系: $\Delta E \cdot \Delta t \geq \hbar$ 。

运动响应: 极化、偶极子取向, 10⁻⁹~10⁻²s; 离子位移, 10⁻¹³~10⁻¹²s; 电子位移, 10⁻¹³~10⁻¹⁴s; 等离子体振荡周期, 10⁻¹⁶~10⁻¹⁵s(M)。

电荷输运: 电子碰撞自由时间 τ : 10⁻¹⁴s(M), 10⁻¹³~10⁻¹²s(S), 10⁻⁹~10⁻⁴s(I)。

破坏时间: 热击穿, 分钟级; 电击穿, 10⁻⁶~10⁻⁹s; 老化, 小时级至天级。

载流子陷落(束缚)时间: 依赖于受陷位置的陷阱深度 E_t 为

$$\tau_t = \tau_0 \exp\left(\frac{E_t}{KT}\right), \tau_0 = 10^{-13} \sim 10^{-12} \text{ s} \quad (5.4-3)$$

离子电导响应时间 $\tau > 10^{-8} \sim 10^{-7} \text{ s}$ 。

1.3.6 粒子复合物的介电松弛理论

1.3.6.1 早期有效媒质(EM)(Maxwell 或 Bruggeman)理论

$$c \frac{\epsilon_1 - \epsilon_m}{\epsilon_1 + 2\epsilon_m} + (1-c) \frac{\epsilon_2 - \epsilon_m}{\epsilon_2 + 2\epsilon_m} = 0 \quad (5.4-4)$$

式中: ϵ_1, ϵ_2 分别为第一相和第二相的介电常数; c 为第一相的体积分数; ϵ_m 为复合物的介电常数。

1.3.6.2 基本符合 Jonscher 普适响应(时域、频域的幂律性)理论

$$\epsilon' - \epsilon_\infty \sim \omega^{-b} \quad \epsilon'' \sim \omega^{-b} \quad (5.4-5)$$

式中: ϵ'_∞ 为复合物高频介电系数; 幂指数 b 没有直接物理意义, 为拟合参数, $b \in [0, 1]$ 。

它们并未考虑粒子的自身特性、分布特性和结构特性(分散相结构)。

1.3.6.3 一般化有效媒质理论(GEM)

McLachlan 在研究复相高聚物微波松弛动力学时, 在标准 Bruggeman EM 中引入临界指数 s, t 以及导电率阈值浓度 φ_c , 得出如下方程

$$(1-\varphi) \frac{\frac{1}{\epsilon_2} - \frac{1}{\epsilon_m}}{\frac{1}{\epsilon_2} + A\epsilon_m} + \varphi \frac{\frac{1}{\epsilon_1} - \frac{1}{\epsilon_m}}{\frac{1}{\epsilon_1} + A\epsilon_m} = 0 \quad (5.4-6)$$

式中: ϵ_1, ϵ_2 为两相的介电系数; φ 为电导率高的成分的体积分数; s 为临界指数, 代表当 ϕ 从绝缘侧接近 φ_c 时($\varphi < \varphi_c$), 直流电导率的发散特性; t 为临界指数, 代表 $\varphi > \varphi_c$ 时, 直流与交流的电导率的特征; $A = \frac{(1-\varphi_c)}{\varphi_c}$, φ_c 为逾渗阈值的体积浓度。

应指出, 临界指数与普适性的概念在 GEM 中起核心作用。在逾渗理论中, s, t 是临界特征的普适描述, 它们仅依赖于材料的几何维度, 对 3D 体系, 计算机模拟得出 $0.8 \leq s \leq 1, 1.5 < t < 2.0$, t 的理论值等于 1.65。依据 $\varphi_c = 1/3$, $s=t=1$, 可简化为原始的 EM

$$(1-\varphi) \frac{\epsilon_2 - \epsilon_m}{\epsilon_2 + 2\epsilon_m} + \varphi \frac{\epsilon_1 - \epsilon_m}{\epsilon_1 + 2\epsilon_m} = 0 \quad (5.4-7)$$

以碳黑氮化硼为例, $s=0.4$, 但 $t=4.8$, 后者大大超过计算机模拟的普适响应值, 前者处于预示区, 应考虑临界指数随导电粒子几何各向异性的变化, 导电性的临界指数可呈反常增大。

应指出, s, t, φ_c 这三个附加的自由度表征了在复合物体系中, 各组分的介观结构及连通性。由于体系内部的复杂性, 目前不存在满意的逾渗体系的电导网络理论, 而理解它的复介电系数则较为简单。

1.3.7 高频或微波区的介电特性

辐射波长为 λ , 表征复合物不均匀性的特征长度为 ζ ,

若 $\lambda \gg \zeta$ ，分散粒子不会散射电磁波(EMW)，低频区，材料透波性好，可忽略微观和介观的细节区以及粒子团聚与吸附等作用； $\lambda \ll \zeta$ ，发生材料内部(微)结构对电磁波的衍射、折射、辐射，出现多重散射损失，材料透波性差。

1.3.8 微纳米粒子高聚物复合物的结构和性能的简单对比

微纳米粒子高聚物复合物的结构和性能对比见表 5.4-2。

| 表 5.4-2 微纳米粒子高聚物复合物的结构和性能对比 | |
|-----------------------------|---|
| 微米复合物 | 纳米复合物 |
| 比表面积小(1) | 比表面积大(10^3) |
| 活性小 | 活性大 |
| 界面(或相)间作用小 | 界面(或相)间作用大：化学或物理成键，活性区，互作用区，偶电场层 |
| 界面法线方向 | 界面法向、切向 |
| 制备简单，分散易 | 制备复杂，分散难 |
| 材料性能变化大，掺量大($>50\%$) | 掺量小($5\% \sim 10\%$) |
| 粒子不易团聚 | 凝聚成复杂或分形结构 |
| 特性易处理，正常特性 | 特性不易处理，很难发现反常(量子尺寸效应) |
| 第一代复合物 | 第二代复合物 |
| 粒子密度 1，粒子间距大(微米级) | 粒子密度 10^9 ，间距小(纳米级) |
| Micro-filler-added Polymers | nono-particle-filled Polymers |
| 性能改善作用小 | 阻燃、耐漏痕、环保、击穿场强、耐局部放电、机械强度与热导、高介电常数、低介电常数等性能明显改善 |

1.3.9 纳米高聚物复合物的介电理论问题

目的：建立纳米结构单元和基体的结构、复合物的微结构(界面相结构)与介电性能的相互关系。

有效媒质理论，未计及界面相的作用。逾渗理论虽然利用三个附加的自由度参数 s 、 t 、 ϕ_c 表征复合物中各组分的介观(微)结构及连通性，但并不能完全表征体系内部的复杂性。等效电路理论，可用宏观参数等效界面相，是对复相材料物性的体积平均的结果，在抹平过程中，难免将无序体系的某些特征也一同抹掉了。

微结构特征，复合物材料中的相分布及界面结构十分复杂，对建立微结构与物性之间的关系是至关重要的。对于完全分散的粒子和片(层、膜)状聚集结构，问题已初步解决，可用有效媒质、Maxwell-Wagner 以及逾渗模型处理。

对大多数粒子构成的聚集结构，除非已知粒子间的关联函数，否则解决此问题几乎不可能，对于相分布的关联函数可由光散射、小角中子衍射和 X-射线衍射测量。界面(准晶、非晶)的结构特征应用描述原子径向分布函数(RDF)表征，常用它描述非晶态与液态。界面形态和结构依赖于各类界面力、相互作用类型、空间电荷特性及行为。

1.3.10 微纳米高聚物复合物的击穿与树枝行为

粗略讲，微纳米高聚物复合物的击穿场强 E_b 的数值有所下降，击穿场强的分散性增加，但耐电晕性及耐树枝放电能力会有明显增强。理由是，无机填料自身阻挡作用，界面作用，空间电荷作用，改变树枝通道(类似于不同介电系数材料对光传播产生的折射)作用。

电击穿、电树枝密切与金属/电介质的界面电荷转移(注

入)有关。对于微纳米复合物，可能导致不均匀的界面电荷注入，因此，电荷与相区的分布及相的表面能态有关。

界面态源于界面区结构畸变产生的高聚物本征态、高聚物表面的氧化态、金属电极沉积时形成的附加氧化态、高聚物表面吸收气体或液体分子诱导的界面态。

1.4 微纳米高聚物复合物材料的研究现状及发展趋势

近期：纳米粒子填充，强调界面结构及作用，常用经典近似的方法处理，限于定性分析，侧重实验研究，电磁线、电缆、EMI 屏蔽。

中期：1D、2D 纳米填料，耐电晕性，各向异性，热导，电缆。

远期：纳米构筑(组装、结构)材料，包括超级电容器，电致伸缩，电—光，电介质—MEMS，传感器/执行器，智能/自适应电介质材料。

1.5 如何去发现纳米复合材料中的量子(波)效应

1.5.1 基本理论

微观粒子，例如电子、光子、分子、原子等具有波粒二象性。经典粒子用概率加和原理描述，微观粒子用概率幅(相位)叠加原理描述。

粒子在一维无限深势阱中

$$U(x) = \begin{cases} \infty, & x < 0, x > a \\ 0, & 0 \leq x \leq a \end{cases} \quad (5.4-8)$$

(基态能) $E_1 = \frac{\hbar^2}{2m} \left(\frac{\pi}{a} \right)^2$ (其中 m 为电子有效质量)。势垒宽度 a 小， E_1 大，相当于粒子限域。 $\Delta r \Delta k \geq 1$ ， $\Delta r = a$ 很小时， Δk 大， ΔE 大，服从微观粒子测不准关系。当 $\Delta r \rightarrow \infty$ ， $\Delta k \rightarrow 0$ ，能级连续，对于纳米粒子，禁带宽度 E_g 增加，在费米能级 E_F 处连续能级发生分裂。

温度和密度作用：量子判据。

电子 de-Beoglie 热波长为

$$\lambda_{db}^T = \frac{h}{\sqrt{3mKT}} \quad (5.4-9)$$

粒子间距离为

$$a = \sqrt[3]{\frac{3}{4\pi n}} \quad (5.4-10)$$

当 $\lambda_{db}^T \approx a$ 粒子显示波动性，热平衡时量子简并温度为

$$T_0 = \frac{h^2}{3mK_B a^2} \quad (5.4-11)$$

$T < T_0$ ， $\lambda_{db}^T \geq a$ ，波动性(波的小孔衍射，几何光学到波动光学)； $T > T_0$ ，经典性，例如，宏观物体 m 大， T_0 小，密度低， a 大，相互作用弱，易满足经典条件。

电子在固体中的散射-相位相干(波动性)：

散 | 格波-声子，非弹性，相位破坏，失相干性，高温为主；
射 | 杂质及缺陷，弹性，相位不变，相干性，低温为主。

散射的特殊作用：电子波弱定域性，量子相干性。

电子由非弹性散射决定的退(失)去相位相干的长度 L_φ ，成为电子相干长度，又代表电子非弹性散射的平均距离，或相当于要求 L_φ 应大于电子弹性散射的平均自由程 L_e 。

低温，声子较少， L_φ 长。例如，液氮下，金属的 $L_\varphi = 10\mu\text{m}$ ，介观(量子)体系 L 应满足 $L_e < L < L_\varphi$ 。

在 $L_\varphi = 10\mu\text{m}$ 尺度内，电子受到的弹性碰撞次数 10^3 或弹性散射平均自由程 $L_e = 10\text{nm}$ ，相当于 $L_e \ll L_\varphi$ 。

电子在 L_φ 尺度内运动是相干的，代表电子通过 L_φ 距离且未受到非弹性散射，或散射仅是弹性的，故它的波函数

因保持相位记忆位而有确定的相位。

散射或外场引起的量子相干效应：弱定域性，电阻增加，A-B效应，普适电导涨落(普适量 $\frac{e^2}{h} \approx 4 \times 10^{-5} \text{ S}$)。

电子输运的类型如下：

扩散型：电子的Fermi波长 $\lambda_F < L_e < L < L_\phi$ ，金属区，杂质、位形及缺陷的作用，类似无规行走，体扩散系数 $D = \frac{v_F L_e}{3}$ 。

弹道型： $\lambda_F < L_e \approx L < L_\phi$ ，与杂质、缺陷及位形无关，电导 $\sigma = T \frac{e^2}{h}$ (S)，其中 T 为电子透射概率，电子仅在边界散射，因此只有电导起作用，不能用电导率表征。

强定域： $\lambda \gg \zeta$ ，绝缘区或非扩散区， ζ 为无序引起的电子定域长度；在金属和弹道区，电子弱定域，相当于 $L_\phi \ll \zeta$ ，此时 $\zeta \rightarrow \infty$ 。

应指出， λ_F 、 λ_{db} (热或加速电子束)、 L_ϕ 及 L_e ，这些特征长度随材料差异十分大，特别是受外界温度、磁场等因素的影响极大。

库仑阻塞条件：单电子隧穿引起静电能改变 $U_e = e^2/2C \gg kT$ ，当结电容(MIM) $C \approx 10^{-15} \text{ F}$ ， $T_e = e^2/2Ck \approx 1 \text{ K}$ ，故在 10^{-3} K 才能出现库仑阻塞现象。

电容器的尺寸： $S = 0.1 \mu\text{m} \times 0.1 \mu\text{m}$ ， $d = 1.0 \text{ nm}$ 。因此，结尺寸(或电容 C)足够小，工作温度足够低。此外，量子涨落足够小， $U_e \gg \frac{h}{R_T} C$ (测不准关系)，因此结隧穿电阻 $R_T \gg R_Q \approx \frac{h}{e^2}$ ， $\frac{h}{e^2} \approx 26 \text{ k}\Omega$ 为量子电阻。

1.5.2 方法

(1)材料。制备具有量子尺寸效应的低维材料或结构，例如，超晶格(量子阱)、量子线、量子点。

方法：模板合成法，激光分子束外延(LME)，金属氧化物化学气相沉淀(MOCVD)，LB膜，非杂型(非共价键)或杂型(共价键)超分子自组装体系。

发现量子效应必须严格控制材料的结构。

(2)理论。建立复合物分散体的相结构、粒子间以及粒子与基体间的相互作用以及它与材料宏观性能的关系(完善经典理论)。

发现微结构(介观尺寸)区的电子或光子的限域现象，发现介电限域(异质结中界面引起体系的介电增强)现象，以及反应波特性的现象，或理化性能反常现象。

(3)表征方法。原子力显微镜(AFM)，EFM，透射电镜(TEM)，扫描电镜(SEM)等。

2 聚合物基纳米复合材料的制备方法

国内外关于聚合物基纳米复合材料的研制工作已开展了十几年，其主要制备方法可以归结为三种，即分散法、插层法和原位复合法。

2.1 分散法

将无机纳米粉体直接分散于聚合物基质中，通过长时间高速搅拌甚至超声振荡以获得复合体系，此法被称作纳米微粒填充法，亦称分散法。直接填充纳米粉体在聚合物基体中合成纳米复合材料的方法，就目前来看，还是比较多的。首先是纳米微粒于高分子材料的直接混合方法，混合的形式可以是溶液、乳液，也可以是熔融等共混。这种方法的优点是简单易行，可供选择的纳米材料种类多，无机纳米与有机聚

合物的集合参数和体积分数等便于控制。但这种方法存在的问题主要有两个方面：一方面是很难确定复合体系中纳米单体颗粒的空间分布参数；另一方面是由于纳米颗粒具有极高的表面能，使得纳米颗粒易于团聚，当团聚尺寸达到一定程度时，两相间就会产生相分离。目前，主要是采取对纳米微粒进行表面修饰的方法来解决上述问题。

2.1.1 纳米颗粒的表面修饰

所谓纳米颗粒表面修饰是利用物理和化学方法来改变纳米微粒表面的结构和状态，以实现以下几个目的：

- 1) 改善或改变纳米粒子的分散性。
- 2) 提高微粒表面活性。
- 3) 使微粒表面产生新的物理、化学、力学性能及新的功能。
- 4) 改善纳米粒子与其他物质之间的相容性。

纳米微粒表面物理修饰方法之一是借助范德华力等将异质材料吸附在纳米颗粒的表面，以防止纳米微粒团聚。常用的异质材料是各种表面活性剂。表面活性剂分子中含有两类性质截然不同的官能团：一是极性基团，具有亲水性；另一个是非极性官能团，具有亲油性。当无机纳米粒子在水溶液中分散时，表面活性剂中非极性的亲油基吸附到微粒表面，而极性的亲水基团与水相容，从而改善了无机纳米颗粒在水中的分散性。反之，在非极性的油性溶剂中分散纳米粒子，表面活性剂的极性官能团吸附到纳米颗粒表面，而非极性的官能团与油性介质相溶合。此外，另一种纳米微粒表面物理修饰方法是表面沉积法。此法是将一种物质沉积到纳米微粒表面，形成与颗粒表面无化学结合的异质包敷层。

通过纳米颗粒表面与处理剂之间进行化学反应，改变纳米微粒表面的结构和状态，达到表面改性的目的称为纳米微粒的表面化学修饰。这种表面修饰方法在纳米微粒表面改性中占有极其重要的地位。纳米微粒比表面积很大，表面键态、电子态不同于颗粒内部，配位不全导致悬挂键大量存在，为通过化学反应方法对纳米微粒进行表面修饰改性提供了有利条件。表面化学修饰大致可分为以下三种：

(1)偶联剂法。当无机纳米粒子与有机物进行复合时，表面修饰十分重要，一般无机纳米粒子，如氧化物 Al_2O_3 、 SiO_2 等，表面能比较高，与表面能比较低的有机体的亲和性差，两者在相互混合时不能相溶，导致界面上出现空隙。如果有机物是高聚物，空气中的水分进入上述空隙就会引起界面处高聚物的降解、脆化。解决上述问题可采用偶联技术，即纳米粒子表面经偶联剂处理后可以与有机物产生很好的相容性。偶联剂分子必须具备两种基团，一种与无机物表面能进行化学反应，另一种(有机官能团)与有机物具有反应性或相容性。在众多偶联剂中硅烷偶联剂最具有代表性。硅烷偶联剂可用下面的结构式表示



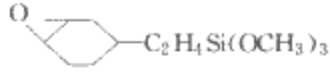
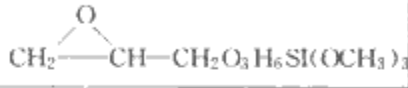
式中：Y为有机官能团；SiOR为硅氧烷基，可以与无机物表面进行化学反应。

硅烷偶联剂对于表面具有羟基的无机纳米粒子最有效。表5.4-3列出一些具有代表性的硅烷偶联剂及与其相溶的聚合物。

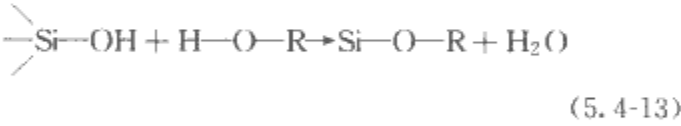
(2)酯化反应法。金属氧化物与醇的反应称为酯化反应。利用酯化反应对纳米微粒表面修饰改性最重要的是使原来亲水疏油的表面变成亲油疏水的表面，这种表面功能的改性在实际应用中十分重要。

酯化反应采用的醇类最有效的是伯醇，其次是仲醇，叔醇是无效的。

表 5.4-3 代表性的硅烷偶联剂及与其相溶的聚合物

| 硅烷偶联剂的结构式 | 适用的聚合物 |
|---|---|
| $\text{CH}_2=\text{CHSi}(\text{OC}_2\text{H}_5)_3$ | 聚烯烃、丙烯酸酯、EPDM 等 |
| $\text{CH}_3=\text{CHSi}(\text{OCH}_3)_2$ | |
| $\text{CH}_2=\text{CHSi}(\text{OC}_2\text{H}_4\text{OCH}_3)_3$ | |
| $\begin{array}{c} \text{CH}_2-\text{CCOOC}_3\text{H}_7\text{Si}(\text{OCH}_3)_3 \\ \\ \text{CH}_3 \end{array}$ | 不饱和聚酯、聚烯烃、DAP、丙烯酸酯、EPDM 等 |
|  | 环氧、胺基树脂、聚酯、DAP、聚碳酸酯、PPS、丙烯酸酯、酚醛树脂等 |
|  | |
| $\begin{array}{l} \text{HSC}_3\text{H}_7\text{Si}(\text{OCH}_3)_3 \\ \text{H}_2\text{NC}_3\text{H}_7\text{Si}(\text{OC}_2\text{H}_5)_3 \end{array}$ | 各种弹性体、聚胺酯、PPS 等聚胺酯、环氧、聚烯烃、聚氯乙稀、胺基树脂、聚酰胺、酚醛树脂等 |
| $\text{H}_2\text{NC}_2\text{H}_4\text{NHC}_3\text{H}_7\text{Si}(\text{OCH}_3)_3$ | 聚氨酯、环氧、聚烯烃、聚氯乙稀、胺基树脂、聚酰胺、酚醛树脂 |
| $\text{H}_2\text{NCONHC}_3\text{H}_7\text{Si}(\text{OC}_2\text{H}_5)_3$ | 环氧、酚醛树脂、聚酰胺、聚胺酯、聚碳酸酯、胺基树脂等 |

酯化反应表面修饰法对于表面为弱碱性和中性的纳米颗粒最有效，例如， SiO_2 、 Fe_2O_3 、 TiO_2 、 Al_2O_3 、 Fe_3O_4 、 ZnO 、 Mn_2O_3 等。此外，碳纳米粒子也可以用酯化法进行表面修饰。例如，表面带有羟基的氧化硅粒子与高沸点的醇反应方程式如下



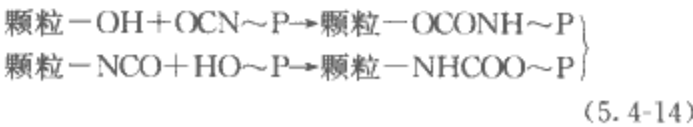
在反应过程中硅氧键开裂，Si 与羟基(R-O)结合，完成了纳米 SiO_2 表面酯化反应。

(3)表面接枝改性法。通过化学反应将高分子链连接到无机纳米粒子表面上的方法称为表面接枝法。这种方法分为三种类型：

1)聚合与表面接枝同步进行法。这种接枝的条件是无机纳米粒子表面有较强的自由基捕捉能力。单体在引发剂作用下完成聚合的同时，立即被无机纳米粒子表面强自由基捕获，使高分子的链与无机纳米粒子表面化学连接，实现了颗粒表面的接枝。这种边聚合边接枝的修饰方法对碳黑等纳米粒子特别有效。

2)颗粒表面聚合生长接枝法。这种方法使单体在引发剂作用下直接从无机粒子表面开始聚合，诱发生长，完成了颗粒表面高分子包敷。这种方法特点是接枝率较高。

3)偶连接枝法。这种方法是通过纳米粒子表面的官能团与高分子的直接反应实现接枝，接枝反应可由式(5.4-14)来描述



这种方法的优点是接枝的量可以进行控制，效率高。

表面接枝改性法可以充分发挥无机纳米粒子与高分子各

自的优点，实现优化设计，制备出具有新功能的纳米微粒。其次，纳米微粒经过表面接枝后，大大提高了它们在有机溶剂和高分子中的分散性，这就使人们有可能根据需要制备含有量大、分布均匀的纳米添加的高分子复合材料。

2.1.2 纳米颗粒的聚集态结构

纳米微粒的聚集态结构是指纳米粒子在高聚物基体中的分散分布形态。纳米粒子在基体中的聚集态结构对复合材料的性能影响很大，通常用一系列的分布参数来表征纳米粒子在基体中的聚集态结构。为了获得最佳的功能，除了利用上述方法对粒子进行表面修饰以外，还可以通过改变复合材料制备过程中的一些宏观变量来改变粒子的聚集态结构。宏观变量可以是制备工艺条件，包括温度、时间等，也可以是纳米材料本身的基本参数。制备工艺是多变的，它直接影响到纳米微粒在有机聚合物基体中的聚集结构。

对于纳米微粒与聚合物以共混形式形成的复合体系，由于纳米粒子的初级结构已经由其制备工艺决定，研究的对象主要是基体中纳米微粒的次级结构形态。从热力学角度考虑，体系演变的驱动力是自由能过剩，趋于热力学平衡态，但实际体系常常处在远离热力学平衡态，体系所能达到的最终稳定态(常常是被冻结的非平衡态)由粒子在基体中的动力学规律决定，主要参数是体系黏度、加工时间等，而对不同的聚合物体系、不同的加工工艺，纳米微粒有不同的表现形式。另外，还可以利用纳米粒子复合材料中的聚合物链段与纳米粒子相互作用的不同，或聚合物本身熔体或聚合物前驱体的黏度不同，通过调整加工条件来控制粒子的位置，使之优先处于复合基体的热力学平衡态；对成型的复合体系还可以进行后处理，如加热使粒子迁移、聚集和生长，从而调整粒子的聚集态结构。纳米微粒随聚合物基体的形变，聚集态结构也随之变化，能够形成各向异性复合材料结构。

2.2 插层法

插层法是制备聚合物/层状硅酸盐(PLS)纳米复合材料的方法。可供插层的层状硅酸盐主要有天然的铝硅酸盐，如高岭土、蒙脱土、伊利石、海泡石、凹凸棒石、绿泥石等，以及人工合成的层状硅酸盐等。层状硅酸盐黏土由于具有独特的、天然的纳米结构——片层间尺度为纳米级，因此在制备纳米复合材料中，起到了非常重要的作用。其结构的共同特点是存在层状结构，且片层间尺度为纳米级。这种纳米级层状空间可以作为制备一些聚合物的微反应器，即让聚合物单体在层状空间内进行聚合，亦可以将聚合物分子链直接插入层状空间，通过物理或化学作用使片层剥离，剥离后得到的纳米片层材料分散在聚合物基体中得到 PLS 纳米复合材料。

2.2.1 层状硅酸盐的表面修饰

在制备 PLS 纳米复合材料时，需要对层状硅酸盐进行表面修饰。一般采用有机阳离子(插层剂)进行离子交换而使层间距增大，并改善层间微环境，使黏土内外表面由亲水转变为疏水，降低硅酸盐表面能，以有利于单体或聚合物插入黏土层间形成 PLS 纳米复合材料。因此，层状硅酸盐的表面修饰是制备 PLS 纳米复合材料的关键步骤之一。插层剂的选择必须符合以下几个条件：

(1)容易进入层状硅酸盐晶片(001)面间的纳米空间，并能显著增大黏土晶片间层间距。

(2)插层剂分子应与聚合物单体或高分子链具有较强的物理或化学作用，以利于单体或聚合物插层反应的进行，并且可以增强黏土片层与聚合物两相间的界面黏结，有助于提

高复合材料的性能。从分子设计的观点来看,插层剂有机阳离子的分子结构应与单体及其聚合物相容,具有可参与聚合的基团,这样聚合物基体能够通过离子键同硅酸盐片层相连接,大大提高聚合物与层状硅酸盐间的界面相互作用。

(3) 成本低廉,最好是现有的工业品。常用的插层剂有烷基铵盐、季铵盐、吡啶类衍生物和其他阳离子型表面活性剂等。

插层法的制备过程是首先将单体或聚合物插入经插层剂处理的层状硅酸盐片层之间,进而破坏硅酸盐的片层结构,使其剥离成厚度为1nm、面积为 $100\text{nm}\times 100\text{nm}$ 的层状硅酸盐基本单元,并均匀分散在聚合物基体中,以实现高分子与黏土类层状硅酸盐在纳米尺度上的复合。

2.2.2 插层法的分类

按照 PLS 纳米复合材料的制备过程,插层法可以分为两大类:

(1) 插层聚合法。先将聚合物单体分散、插层进入层状硅酸盐片层中,然后原位聚合,利用聚合时放出的大量的热克服硅酸盐片层间的库仑力,使其剥离,从而使硅酸盐片层与聚合物基体以纳米尺度相复合。按照聚合反应类型的不同,插层聚合可以分为插层加聚和插层缩聚两种。

(2) 插层复合法。将聚合物熔体或溶液与层状硅酸盐混合,利用力化学或热力学作用使层状硅酸盐剥离成纳米尺度的片层并均匀分散在聚合物基体中。聚合物插层又可分为聚合物溶液插层和聚合物熔融插层两种。聚合物溶液插层使聚合物大分子链在溶液中借助溶剂而插层进入蒙脱土的硅酸盐片层间,然后再挥发除去溶剂。这种方式需要合适的溶剂来同时溶解聚合物和分散黏土,而且大量的溶剂不易回收,对环境不利。聚合物熔融插层是将聚合物加热到其软化温度以上,在静止条件或剪切力作用下直接插层进入蒙脱土的硅酸盐片层间。

图 5.4-1 为插层法制备过程分类示意图。

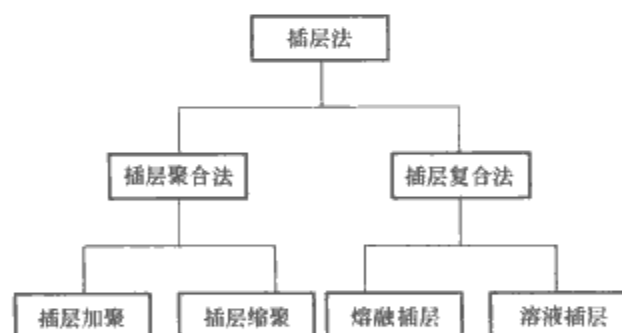


图 5.4-1 插层法制备过程分类示意图

根据复合材料的微结构,PLS 纳米复合材料包括插层型(intercalated)和剥离型(exfoliated)纳米复合材料两种类型,其结构示意图如图 5.4-2 所示。

图 5.4-2 中粗直线代表层状硅酸盐基本结构单元(晶片)的横切面,弯曲的细线代表高分子链。由图 5.4-2 可知,插层型 PLS 纳米复合材料[见图 5.4-2(a)]中层状硅酸盐在近程仍保留其层状有序结构(一般 10~20 层),而远程是无序的。剥离型 PLS 纳米复合材料[见图 5.4-2(b)]中层状硅酸盐有序结构皆被破坏。因此两者在性能上有很大差异。

2.2.3 插层复合材料的性能与应用

PLS 纳米复合材料的性能取决于复合材料微观结构类型。在插层型 PLS 纳米复合材料中,聚合物插层进入硅酸盐片层间,蒙脱土的片层间距虽有扩大,但片层仍然具有一定的有序性。在剥离型纳米复合材料中,蒙脱土的硅酸盐片层完全被聚合物打乱,无规分散在聚合物基体中的是一片一

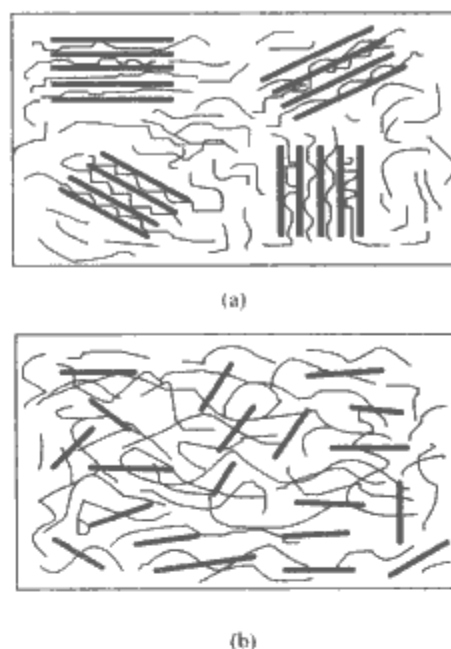


图 5.4-2 PLS 复合材料结构示意图
(a)插层型;(b)剥离型

片的硅酸盐单元片层,此时蒙脱土片层与聚合物实现了纳米尺度上的均匀混合。由于高分子链输运特性在层间的受限空间与层外空间有很大差异,因此插层型 PLS 纳米复合材料可作为各向异性的功能材料,而剥离型 PLS 纳米复合材料各向同性,具有很强的增强效应,是理想的强韧性材料。

插层法制备 PLS 纳米复合材料可供选择的聚合物种类十分广泛,包括聚烯烃、聚苯乙烯、聚酰胺、聚酰亚胺、聚酯、聚氨酯、聚丙烯酸酯、环氧树脂等聚合物单体、预聚体或前驱体。通常,插层聚合法利用高聚物聚合过程放出的热量破坏硅酸盐层状结构,使其剥离,这种方法制备的纳米复合材料剥离程度较高;插层复合法则通过力化学或热力学作用使黏土剥离,这种方法制备的复合材料插层程度较高。可以针对不同的需求选择不同的插层方法以制备性能不同的 PLS 纳米复合材料。例如聚乙烯/蒙脱土纳米复合材料的制备过程,即可以选择插层聚合法,也可以选择插层复合法。在聚乙烯插层聚合过程中,蒙脱土是作为催化剂或催化剂载体参与反应的,乙烯单体被插入到蒙脱土层间进而聚合生成聚乙烯/蒙脱土纳米复合材料。而在聚乙烯插层复合的过程中,聚乙烯作为聚合物大分子链或预聚物插入到蒙脱土层间,通过熔融混合、挤出成型等工艺使蒙脱土片层剥离。

聚合物/层状硅酸盐(PLS)纳米复合材料是近 10 年迅速发展起来的新型复合材料,其优点是能获得趋于单一分散的纳米片层复合材料,易于工业化生产;不足之处在于可供插层的层状硅酸盐的种类不多,目前已工业化应用的仅限于蒙脱土等几种层状硅酸盐。

2.3 原位复合法

原位复合来源于原位结晶(in-situ crystallization)和原位聚合(in-situ polymerization)的概念。材料中的第二相或复合材料中的增强相生成于材料的形成过程中,即不是在材料制备之前就有,而是在材料制备过程中原位就地生成。原位生成的可以是金属、陶瓷或高分子等物相,它们能以颗粒、晶须晶板或微纤等显微组织形式存在于基体中。原位复合的原理是:根据材料设计的要求选择适当的反应剂(气相、液相或固相),在适当的温度下借助于基材之间的物理、化学反应,原位生成分布均匀的第二相(或称增强相)。

原位复合法是指纳米颗粒分散相或聚合物基体连续相在复合材料的制备过程中原位就地生成的方法。此法有三大优

点:一是这些原位生成的第二相与基体之间的界面无杂质污染,两相之间有理想的原位匹配,能显著改善材料中两相界面的结合状况,使材料具有优良的热力学稳定性;二是原位复合省去了第二相的预合成,简化了工艺,降低了原材料成本;三是原位复合还能够实现材料的特殊显微结构设计并获得特殊性能,同时避免因传统工艺制备材料时可能遇到的第二相分散不均匀,界面结合不牢固以及因物理、化学反应使组成物相丧失预设计性能等不足的问题。原位复合法已成为目前制备聚合物基纳米复合材料的主要制备技术。

由于原位复合材料表现出优异性能,原位复合技术得到了飞快发展。近年来又相继出现了反应喷射沉积成型、反应机械合金化、自蔓延高温合成、熔体浸渍等原位复合技术。由于原位复合技术基本上能克服其他工艺通常出现的一系列问题,如克服基体与第二相或与增强体浸润不良,界面反应产生脆性层,第二相或增强相分布不均匀,特别是微小的(亚微米级和纳米级)第二相或增强体极难进行复合问题等,因此作为一种新的突破性复合方法而受到普遍重视。近年来已开发出许多原位复合体系及其相关制备技术,有些已得到实际应用。

根据原位产生的不同相组分,可将原位复合法分为纳米微粒原位合成法、聚合物基体原位聚合法和两相同步原位聚合法。

(1)纳米微粒原位合成法。纳米微粒原位合成法指纳米颗粒分散相在复合材料的制备过程中原位形成的方法。无机前驱体在聚合物溶液中通过溶胶-凝胶途径原位生成无机纳米微粒,从而得到有机/无机复合体系。溶胶-凝胶过程的基本原理是:将金属醇盐或无机盐经水解直接形成溶胶或经解凝形成溶胶,然后使溶质聚合凝胶化,再将凝胶干燥、焙烧去除有机成分,最后得到无机纳米颗粒。其主要制备过程是:选取适当的无机前驱体使其溶在溶剂或聚合物基体溶液中,通过水化溶解的途径将无机前驱体转化为溶液胶体,再经过适当条件形成无机纳米凝胶粒子。溶胶-凝胶过程可用胶粒形成的几个过程来描述:

1)无机前驱体经水解缩合生成溶胶粒子,也称为初生粒子,粒径平均尺寸在2nm左右。

2)初生粒子聚集生长,得到次生粒子,粒径平均尺寸为6nm左右。

3)次生粒子相互连接成键,进而在整个液体介质中扩展成为三维网络结构,形成凝胶,胶粒粒径一般为1~1000nm。

凝胶的结构取决于水解缩合反应速率,主要影响因素有催化剂的性质、无机前驱体的性质、反应温度、溶剂的性质以及水与无机前驱体物质质量的比等。

常用的无机前驱体有各种硅酸酯、钛酸酯、铝酸酯等。

此法适于制备共价型聚合物基纳米复合材料。尽管溶胶-凝胶法制备聚合物基纳米复合材料已经被越来越多地采用,但此法仍然存在一定的缺陷和不足,主要表现在无机前驱体水解缩合程度难以控制,从而导致最终形成的无机纳米颗粒的化学结构与分布参数难以确定。

(2)聚合物基体原位聚合法。此法使聚合物基体连续相在复合材料的制备过程中原位生成,即有机单体在纳米颗粒或其前驱体的胶体溶液中原位聚合生成有机聚合物,从而获得有机/无机复合体系。此法有利于获得两相分散程度较小的复合体系。这种方法同样存在较大的局限性,主要表现在稳定的胶体溶液不易获得,并且单体聚合的条件与保持胶体溶液稳定的条件难以协同。

(3)两相同步原位聚合法。顾名思义,此法是指聚合物基体连续相和无机纳米颗粒分散相同时在复合材料的制备过程中形成,即无机前驱体和有机单体在适当的溶剂中同步原位形成有机/无机纳米复合体系的方法。前驱体原位形成纳米复合材料是采用特定的无机物前驱体在一定条件下水解,形成溶胶,在这种溶胶中,加入有机组分前驱体,然后经溶剂挥发及加热等处理,使溶胶转变成网状结构的凝胶。一方面,纳米相前驱体水解和缩聚形成凝胶;另一方面,活性单体的聚合加速凝胶的形成。最后经适当的工艺处理,可得到纳米复合材料。一般将这种制备纳米复合材料方法的反应机理分成两步:首先,无机相前驱体化合物水解形成溶胶,如硅氧烷等,除Si元素外,还有Ti、Zr、Al、B,常见的可水解的化合物有 $\text{Si}(\text{OEt})_4$ 、 $(\text{CH}_3)_2\text{Si}(\text{OEt})_2$ 、 $\text{CH}_3\text{Si}(\text{OMe})_3$ 、 $\text{Ti}(\text{OC}_4\text{H}_9)_4$ 等;第二步,水解后的化合物在聚合物前驱体中形成凝胶,聚合物前驱体聚合与无机水解物缩聚同时进行。这样有机聚合物形成连续相,无机缩聚物形成非连续相即无界面的纳米相,最后获得纳米复合材料。此法最大的优点是有益于有机/无机两相形成互穿网络结构的复合材料。

3 纳米复合电介质的结构表征与性能测量技术

采用先进的分析方法表征纳米复合材料的性能,借助TEM、SEM等电镜技术,介电谱,差示扫描热分析(DSC)、核磁共振(NMR)、动态力学分析(DMA)、电子自旋共振(ESR)技术,研究复合体系的形态及微结构,研究交流、直流高电场下的导电机理(表面电极注入, Schottky效应, F-N效应, 体内 Poole-Frenkel 效应), 电导电流密度与电场关系($J-E$)及击穿(短时)机理、老化(长时)机理, Weibull 系数, TSC, DMA, 交流、直流耐电晕性等。

常用的仪器设备有宽角X射线衍射仪[wide angle X-ray diffraction (WAXD)], 小角X射线散射仪[small angle X-ray scattering (SAXA)], 能量扩散X射线谱[energy dispersive X-ray spectroscopy (EDX)], 扫描电镜(SEM), 场发射扫描电镜(FE-SEM), 透射电镜(TEM), 原子力显微镜(AFM)等。

对纳米微粒,可采用TEM表征粒子尺寸及分布,XRD(X射线衍射仪)表征晶粒度,多层吸附BET(BRAUNAIR-EMMET-TELLER)法表征比表面积。

对界面层结构的表征可采用Raman光谱,X射线衍射,FTIR(傅里叶变换红外光谱),SEM,SAXD,紫外吸收等方法。

对表面形态、损伤演化及界面与体内分子运动可利用介电谱,DMA,高压下TSC,DSC等技术。

分析载流子运动可利用TSC,TSL, $J-T$, $J-E$ 技术。

对颗粒度、形貌、比表面积和结构的分析,可利用TEM,SEM,AFM,HREM(高分辨电镜),XRD,比表面测试仪等设备。

对界面微结构,常用HREM、TEM表征界面结构,纳米微晶结构;利用Moessbauer谱,表征界面超精细结构;利用介电谱、TSC技术,表征电子、原子、分子及缺陷的动态行为;利用NMR技术,表征原子组态;利用Raman光谱技术,表征材料结构与键组态特征;利用ESR技术,表征键的性质及组态。

表面分析(表征)技术:扫描探针技术(SPM),借用电子、离子、光子;表面形貌分析,常用SEM、TEM(电子)、AFM技术;表面化学结构分析,常用IR、UPS、XPS、Raman光子,HREELS电子技术;表面组分分析,常用AES(俄歇谱)、

XPS 技术；表面键合分析，常用 HREELS 高分辨率电子能量损失谱，IR，Raman，UPS（紫外光电子谱），电子能量损失激发表面声子，吸附表面的原子与分子振动能级，激发等离子体激发，表面电子能级；表面能态分析，常用 XPS，UPS，EELS（电子能量损失谱）方法。

4 纳米复合电介质的电性能

4.1 击穿性能

对复合电介质击穿强度的研究得出，当无机物含量低于 10wt% 时，环氧树脂-二氧化钛纳米复合物的直流短时击穿强度几乎没有改变，而环氧树脂-二氧化钛微米复合物的击穿强度随微米填充物含量的增加而明显下降，说明与微米复合物比较，纳米复合物有助于提高材料的击穿强度。在纳米填充 i-PP 和 EVA 中，也可以看到这种增强作用，对 i-PP 基树脂和 6wt% 含量 i-PP-层状硅酸盐纳米复合物，Weibull 曲线的形状参数（击穿强度概率 63.2%）分别约为 360 kV/mm 和 430kV/mm，而对于 EVA 基树脂和 6wt% 含量 EVA-层状硅酸盐纳米复合物，均为 350kV/mm，如图 5.4-3 所示。对于厚度为 25 μ m 的聚酰亚胺-三氧化二铝和聚酰亚胺-二氧化硅纳米复合物，当含量 1wt%~10wt% 时，交流击穿强度随纳米填充物含量增加而增加，如图 5.4-4 所示。

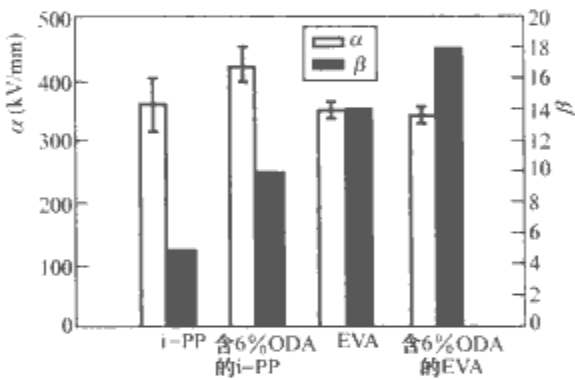


图 5.4-3 击穿强度 Weibull 分布的尺度和形状参数

对环氧树脂-二氧化钛纳米复合物的电树实验表明，从未填充到 10%（质量分数）填充复合物，击穿场强从 145kV/mm 增加到 175kV/mm。研究表明，在场强为 100kV/mm 的针电极电场下，推出的纳米复合物的寿命约比传统微米复合物长 10 000 倍。环氧树脂-氧化锌纳米复合物和环氧树脂-层状硅酸盐纳米复合物也表现出好的交流击穿强度。令人惊奇的是非常少量的氧化锌（0.5%~1%，质量分数）纳米颗粒加入到环氧树脂中可以显著地增加击穿时间。环氧树脂-层状硅酸盐纳米复合物的击穿强度 Weibull 曲线如图 5.4-5 所示。统计分析清楚地表明了环氧树脂纳米复合物与基体树脂击穿强度的差别，前者比后者高 10%。两种材料的树生长也有明显差别。

按着 Toshikatsu Tanaka 的研究，纳米复合物由聚合物基体、低密度的柔软层（第三层）、高密度坚硬层（第二层）、偶合层（第一层）和无机粒子组成，如图 5.4-6 所示。无机纳米粒子分散距离约为 10nm，并被在厚度上具有相同数量级的三层结构包围。电子经电极注入或经碰撞电离产生，输运中选择易于移动的路径。电子最容易迁移的区域是具有大的自由体积的第三层，如果考虑自由体积理论，得出的结论应该是击穿强度降低，但是实际情况不是这样。电子在第三层区域具有更大的加速度，如果这一区域中存在很多缺陷，将使平均自由程缩短，导致击穿强度增加。这样的电子在与第二层碰撞后减速，缺陷可能存在于第三层和聚合物

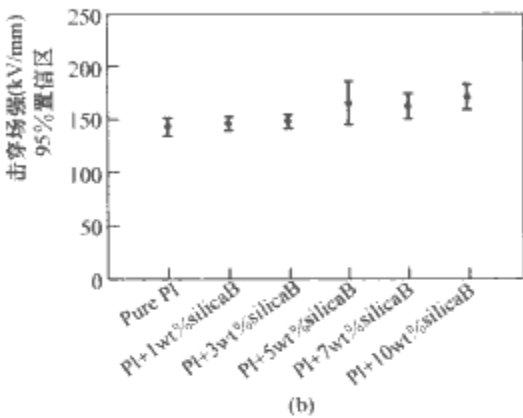
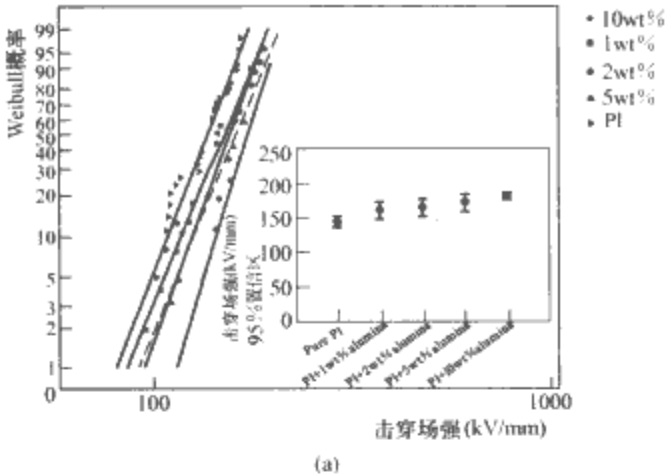


图 5.4-4 不同 Al₂O₃ 和 SiO₂ 含量的复合聚酰亚胺薄膜的击穿特性
(a) Al₂O₃ 复合聚酰亚胺薄膜；
(b) SiO₂ 复合聚酰亚胺薄膜

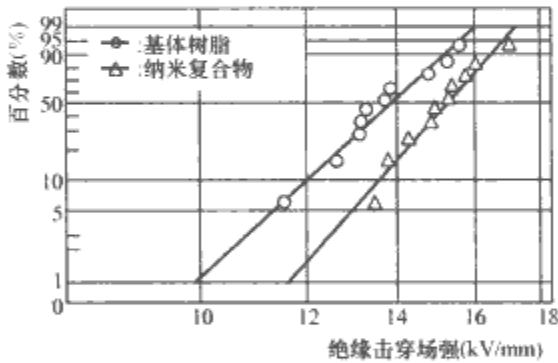


图 5.4-5 环氧树脂及其纳米复合物的击穿强度 Weibull 分布曲线
基体间的界面，导致击穿强度增加。

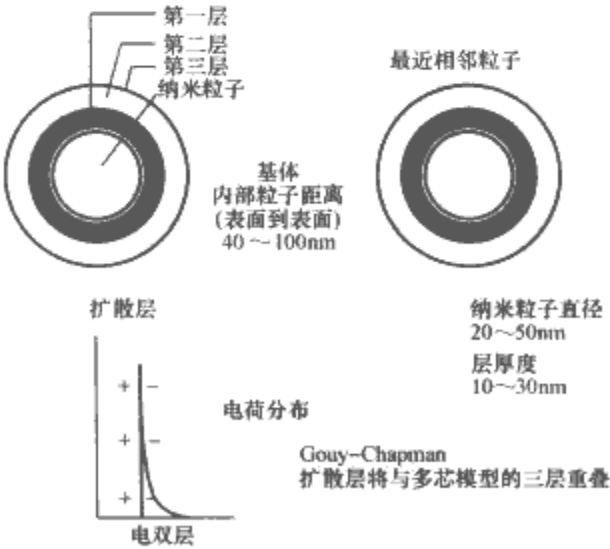


图 5.4-6 聚合物纳米复合物多芯模型
根据纳米粒子带正电或负电，其周围的双电层作用为库仑（Coulombic）吸引和排斥。纳米粒子的极性由电子亲和力和费米能级的不同决定，与摩擦带电和接触电荷有关。硅

橡胶和聚酰胺可能带正电，而 PS（聚苯乙烯）、PE（聚乙烯）、PP（聚丙烯）、PTFE（聚四氟乙烯）很可能带负电。对纳米填充物如层状硅酸盐，二氧化硅，三氧化二铝，二氧化钛电荷能级是不清楚的，所以当与其接触时聚合物带正电或负电是不确定的。

根据上述对可能的电荷分布的分析，可以假定击穿过程。电子由负电极或 Gouy-Chapman 扩散层提供，被外加电场加速。当电子运动在 Debye 屏蔽长度内，将由 Coulomb 力散射或吸引失去从电场中获得的能量；当电子在 Debye 屏蔽长度以外，将在聚合物基体中被加速与第三层碰撞或进入 Debye 屏蔽内。任一情况下，电子被减速，提高了击穿电压。

在电树实验中，纳米结构延长了绝缘的长期寿命。树生长有三个过程，即潜伏（孕育）阶段、树起始阶段、树生长阶段。

电荷的注入过程发生在潜伏阶段，电荷注入被纳米粒子抑制，增加了树起始场强，延迟树起始时间。按照上述多芯模型，介质击穿场强的增加也将有助于提高树起始场强。如果树生长延迟或树发展被纳米粒子限制，树枝击穿时间将增加。包围纳米粒子的三层结构作为势垒阻止了树的生长。实验中直接观察到电树被纳米粒子阻止形成曲折路径。纳米复合物中树在比基体高的电场下起始，在复合系统中生长。电树在低密度柔软区域中生长容易，缺陷也出现在这一区域中，阻止树生长。树一旦生成，由于纳米颗粒的高介电常数，在局部电场作用下会向纳米颗粒发展，深入硬芯层，如第二层、第一层，甚至填充物本身。

4.2 耐电晕性

研究得出，聚酰胺-层状硅酸盐纳米复合物可以提高聚酰胺的耐局部放电性。实验中，聚酰胺样品表面暴露在 IEC-343 标准规定电极系统的局部放电下，由原子力显微镜测量表面粗糙度评价耐局部放电性。纳米填充物含量分别为 2%，4%，5%（质量分数）的 PA 纳米复合物试样的平均表面粗糙度与 6kV 交流电压下耐电晕时间的关系如图 5.4-7 所示。由图 5.4-7 可以清楚地说明耐局部放电性由于纳米结构明显增强，纳米层状硅酸盐与聚酰胺复合物的耐局部放电性也得到了改善。这种正效应在含 2% 二氧化硅和 5% 层状硅酸盐的硅橡胶纳米复合物中也得到了证实。

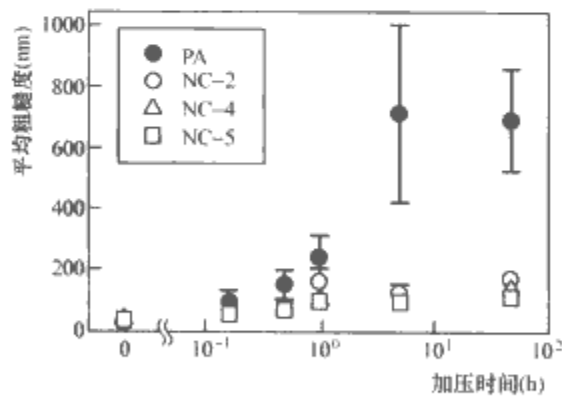


图 5.4-7 聚酰胺和纳米复合聚酰胺局部放电下表面粗糙度随时间的变化
NC-2、NC-4、NC-5—层状硅酸盐含量分别为 2%，4% 和 5%（质量分数）

为解释 PA 层状硅酸盐纳米复合物耐局部放电原因，考虑以下四点影响因素：①纳米和基体间的键强度；②填充物内部空间或被相邻填充物包围的基体体积；③填充物内部空间的形貌；④内部相互作用。

如果按着多芯模型来解释，第一层与以上第 1 点有关，这种情况中为离子键，表面被修饰的层状硅与周围的 PA 基结合；第 2 点和第 3 点对应多芯模型的第二和第三层，第二层如球粒和晶粒包在第一层外，第三层为非晶的，与相邻填充物的第三层接触；一个混和层与第三层重叠，因此这一结构由内部电化学相互作用形成。

多芯模型的第二层与其邻近的填充物的第二层相邻，几乎占据 PA-层状硅酸盐纳米复合物全部体积。如果形成的在填充物周围作为第二层的球粒比原始 PA 基体具有更强的耐局部放电性，则 PA-层状硅酸盐纳米复合物的耐局部放电性增强。局部放电劣化开始于相邻第三层的非晶区域或耐局部放电性差的第三层，向更耐局部放电的第二层延伸。局部放电以相同的过程继续发展。

4.3 介电常数和介质损耗角正切

如果聚合物填充几十个%（质量分数）的微米尺度的无机填充物，介电常数通常会增加。这是因为与填充的聚合物相比，填充物本身具有更高的介电常数，并且可产生 Maxwell-Wagner 型界面极化。这一极化也使 $\tan\delta$ 增加。相反，如果聚合物中填充几个 wt% 的纳米尺度的无机填充物，介电常数会减小，如图 5.4-8 所示。表 5.4-4 比较了几种材料自身及其纳米复合物和微米复合物的介电常数。由表 5.4-4 可以看出所有纳米复合物的介电常数下降。

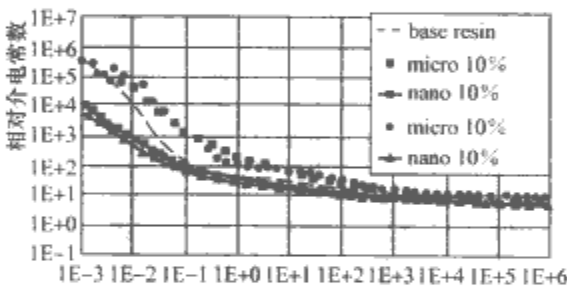


图 5.4-8 293K 时未填充、10%微米和纳米填充时环氧树脂的相对介电常数的频率关系

表 5.4-4 纳米填充物对介电常数的影响

| | 环氧树脂-硅酸盐 60Hz | | 环氧树脂- 二氧化钛 23℃ 1kHz | 环氧树脂- 二氧化钛 200℃ >1kHz | PA-硅 酸盐 RT 50Hz |
|------|------------------|-----|------------------------------|--------------------------------|--------------------------|
| | 20℃ | 60℃ | | | |
| 基体树脂 | 4.1 | 6.1 | 5.68 | >8.49 | 4.36 |
| 纳 米 | 3.7 | 3.8 | 4.50 | 8.49 | 4.07 |
| 微 米 | — | — | 6.01 | >基体树脂 | — |
| 计算值 | — | — | 6.19 | 9.99~13.8 | — |

纳米复合物介电常数的普遍下降是由于纳米粒子限制了聚合物链运动，一些偶极运动的削弱发生在界面，可能是由于羟基偶合，对应多芯模型的第一层。偶合影响周围形成延伸的界面（第二层和第三层）。在环氧树脂-二氧化钛纳米复合物中，第二层对应具有超固化单元的交联热固性层，而第三层对应欠固化单元而更少交联层，会出现一些其他的变化如低分子材料吸附到表面。

第一层和第二层减小介电常数易于理解，因为第三层包含偶极子和离子载流子，本身是偶极，所以作用相反。为克服反面影响，考虑以下几点：①第三层比第一和第二层薄；②第三层比第一和第二层具有更高的自由体积；③第三层与内层和相邻纳米粒子的外层相互作用，限制离子和偶极子。

纳米结构影响复合材料的介质损耗角正切。由于玻璃化转变温度上移在高温更明显，层状硅酸盐-环氧树脂纳米复

合物的介质损耗角正切比基体材料低。在环氧树脂-二氧化钛纳米复合物中也发现损耗下降现象，尤其在低频和高温条件下。环氧树脂-二氧化钛纳米复合物的实验结果如图 5.4-9 所示。图中清楚表明由于纳米结构，损耗在高频区下降，低频区增加。环氧树脂-二氧化硅纳米复合物在工频下 $\tan\delta$ 比基体更低，在高频约 100Hz 以上时相反。二氧化硅-聚酰亚胺纳米复合物具有相似的特性。

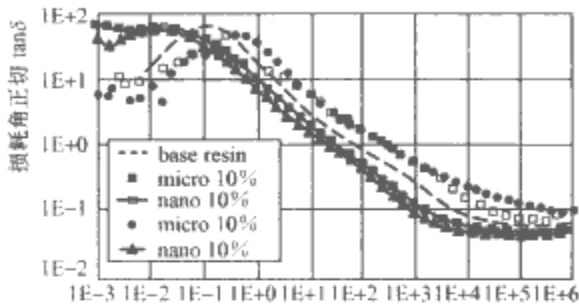


图 5.4-9 293K 时未填充、10%微米和纳米填充时环氧树脂的介质损耗角正切的频率关系

低频介质损耗角正切和低场直流电导率对可移动离子杂质和偶极运动极性基团是敏感的，此外，来自于第三层的偶极和 Gouy-Chapman 渗透层对增加纳米复合物的介质损耗角正切也是有效的。i-PP-层状硅酸盐纳米复合物由于硅酸盐中杂质的化学净化使低场直流电流减小。双电层被大约 30nm 的 Debye 屏蔽长度屏蔽，在比工频低得多的频率下出现松弛峰。

4.4 电导电流特性

纳米复合物中的高场电导与传统聚合物相同，与热助离子跳跃电流和空间电荷限制电流有关，前者如聚酰亚胺-二氧化硅纳米复合物，在 10wt% 填充物含量时，活化能为 0.68eV，跳跃距离为 4.3nm。电导率的绝对值与纳米填充物含量的关系是不确定的。在 100℃ 和 150℃ 时，2wt% 纳米填充物会引起电导率的明显降低，而 10wt% 含量差别不大。

在 EVA 和 i-PP 纳米复合物中也讨论了这一问题，给出了陷阱深度 0.6eV 和与时间有关的迁移率；测量了空间电荷注入和从欧姆电导向空间电荷电导转变的阈值电场，两种材料的两个参数具有很好的一致性；说明了纳米复合物在高场的 SCLC 的特点；从与时间相关的视在载流子迁移率和陷阱深度，说明产生了比基体材料的原陷阱带更浅的新结构陷阱带；电子电荷载流子将在更浅的带中传输，导致纳米结构聚合物有更大的迁移率。

图 5.4-10 说明引入浅陷阱带，载流子有更高的迁移率，导致更少的空间电荷积累。有两种可能的情况改变陷阱分布：①在原始陷阱基础上增加新陷阱分布；②由新陷阱取代原始陷阱。

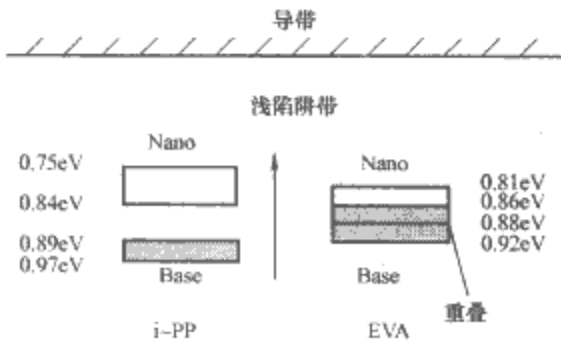


图 5.4-10 由于纳米结构陷阱带变为更浅能级增加新陷阱是可能的，缺陷和杂质很可能出现在低密度

层中，其中一些作为陷阱。这些陷阱很可能分布在比基体材料原始陷阱更浅的能级，因为这一区域有更低的密度和更高的自由体积。但是需要增加空间电荷，因为更深的陷阱最终陷住载流子。相反，实验中观察到高场空间电荷减少。原始陷阱似乎被新陷阱取代，可以设想原始陷阱被纳米填充物修饰，变成更浅的陷阱分布。

实验发现，SCLC 阈值场减小，意味着金属电极势垒减小。介质靠近电极的库仑电动势减小用来解释电荷从电极注入的更低阈值，库仑电动势的高度与电子亲和能和费米能级有关，可以认为由于多层纳米填充物粒子混合在聚合物中的协同效应使两个参数都增加，但是，电致发光起始阈值常在环氧树脂-二氧化钛复合物中高于基体环氧树脂似乎是相反的。

对环氧树脂-二氧化钛、氧化铝和 ZnO 纳米复合物，PP 和 EVA-层状硅酸盐纳米复合物，LDPE-二氧化钛纳米复合物的研究表明，纳米结构可以减弱空间电荷。空间电荷一般由脉冲电声法 (PEA) 测量，由此可计算电场分布和最大电场。图 5.4-11 为环氧树脂-二氧化钛复合物最大场强与加压时间的关系。

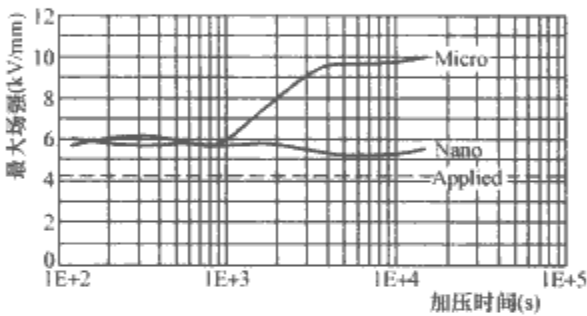


图 5.4-11 环氧树脂-二氧化钛微米和纳米复合物最大场强与加压时间的函数

在 60kV/mm 场强下，i-PP 和 EVA 电荷积累很大，但随纳米填充物含量在 2%~6% 范围内增加而下降。图 5.4-12 给出原始 EVA 和 6% 纳米填充 EVA 注入电荷与外加电场的关系，相似的结果在 i-PP 中也可看到。共同点是由于加入纳米填充物，空间电荷在高场减少，在低场增加。因此，当有纳米填充物加入时，空间电荷积累阈值移向更低值，即对 EVA 和 i-PP，分别为 12~4kV/mm 和 14~5kV/mm，证明低场电荷是包含在纳米填充物中的离子杂质，可通过纳米填充物预净化处理去除。

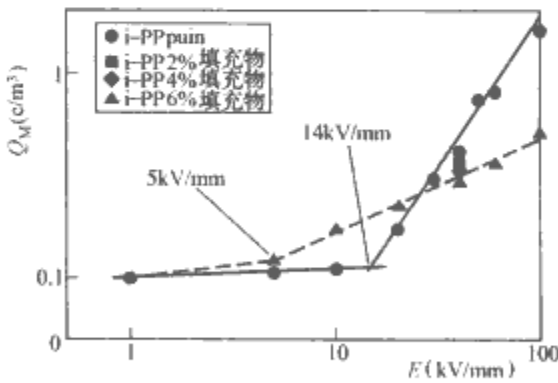


图 5.4-12 基体 EVA 和 6% 纳米填充 EVA 空间电荷阈值特性

因此，纳米结构的影响如下：①积累的电荷将减少；②阈值场将减小。

电荷减少由引入浅陷阱带解释，使载流子视在迁移率增加。阈值减小是由于靠近电极的库仑势垒减小，可能也是由于多层纳米填充物粒子的协同效应。但是，这一结论与电致

发光中阈值场增加是相反的。

对不同 Al_2O_3 含量纳米复合聚酰亚胺薄膜的电老化阈值研究发现,随着 Al_2O_3 含量的增加,复合薄膜的电老化阈值从未填充时的 30kV/mm 降低为 20wt% 填充时的 18kV/mm,空间电荷限制电流密度增加约 2 个数量级,如图 5.4-13 所示。

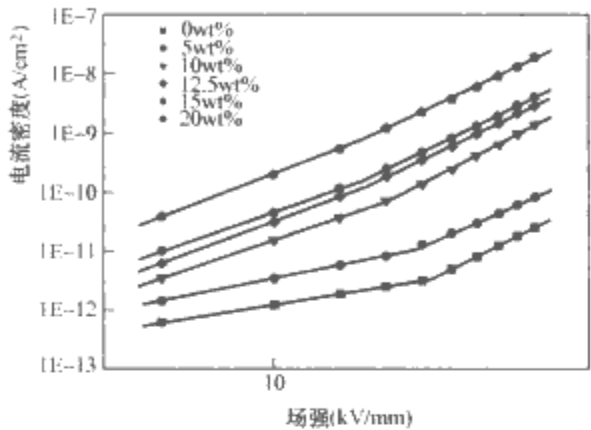


图 5.4-13 室温下不同掺杂含量的 Al_2O_3 复合聚酰亚胺薄膜的电导电流特性曲线

4.5 热激电流特性

测量了聚酰亚胺-二氧化硅、环氧树脂-二氧化钛纳米复合物的热激电流,对聚酰亚胺-二氧化硅纳米复合物,TSC 峰出现大约在 200℃,原始聚酰亚胺为 185℃,纳米含量影响 TSC 峰,当含量为 2%~10%时,峰温在 200~220℃变化。由此说明聚酰亚胺-二氧化硅纳米复合物引入了深陷阱,并且由于纳米结构使电导率下降。对环氧树脂-二氧化钛纳米复合物,TSC 峰出现大约在 130℃,是由于空间电荷释放,说明与 90℃ α 松弛峰(主链松弛)、70℃ β 松弛峰不同,也说明由于纳米结构引入了深陷阱。

可以认为深陷阱可能在聚酰亚胺-二氧化硅、环氧树脂-二氧化钛纳米复合物多芯模型的第二层形成,而在 EVA 和 i-PP 层状硅酸盐纳米复合物中在多芯模型的第三层浅陷阱取代原始深陷阱。

不同 Al_2O_3 含量的复合聚酰亚胺薄膜的热激电流与温度的关系示于图 5.4-14 中,可以看出,对于 α 松弛,峰电流温度从未填充时的 180℃ 上升到 5wt% 填充时的 185.5℃,10wt% 填充时的 192.2℃ 和 12.5wt% 填充时的 195.5℃,当 Al_2O_3 含量达到 15wt% 时,峰电流温度下降到 185℃。

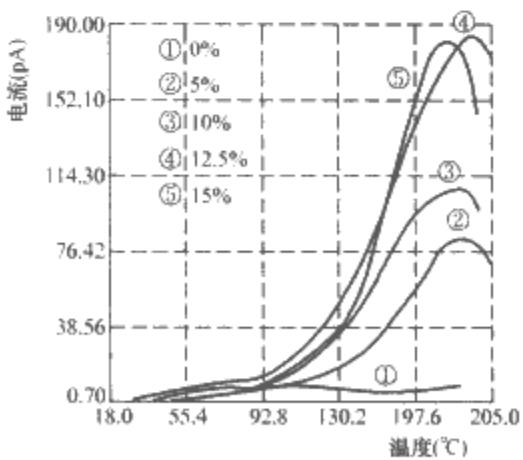


图 5.4-14 不同 Al_2O_3 含量的复合聚酰亚胺薄膜的热激电流谱

从未填充薄膜到 12.5wt% 填充薄膜,随着无机物含量的增加,峰电流大小明显增加,当填充量达到 15wt% 时,略有下降,如图 5.4-15 所示。

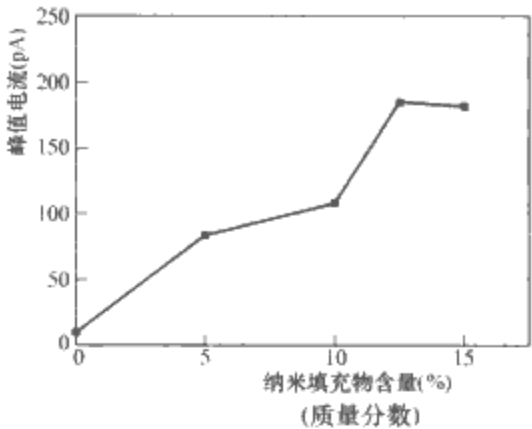


图 5.4-15 不同 Al_2O_3 含量的复合聚酰亚胺薄膜的 TSC α 峰电流

4.6 电致发光特性

对纳米复合介质的电致发光(EL)研究发现,在环氧树脂-二氧化钛纳米复合物中,EL 被抑制,而其起始场以及响应和衰减速率增加。在聚酰亚胺- Al_2O_3 纳米复合薄膜中也观察到了这一现象,如图 5.4-16 所示。纳米填充环氧树脂的起始场(400kV/mm)比微米填充环氧树脂以及基体树脂的起始场(178kV/mm)高两倍。在 EL 起始电场以上的高场作用下,纳米填充环氧树脂发光输出迅速增加到其峰值,然后随时间衰减,而微米填充树脂发光逐渐增加直到达到一个稳定水平。去除电源后纳米填充环氧树脂中光在 2min 内消失,而在微米填充树脂中要持续更长的时间,接近 40min。EL 起始场的增加和强度的下降是由于针尖电极附近形成的同号电荷导致电场减弱,而快速 EL 响应是由于叠加的相互作用区域形成的高电导区域。

同号电荷的形成是由于多层纳米填充粒子基团的影响,即在多芯模型的第二层,纳米填充物增加了陷阱密度。更进一步,高电导区域,在此对应多芯模型的第三混合层,可向其他相邻粒子扩散。

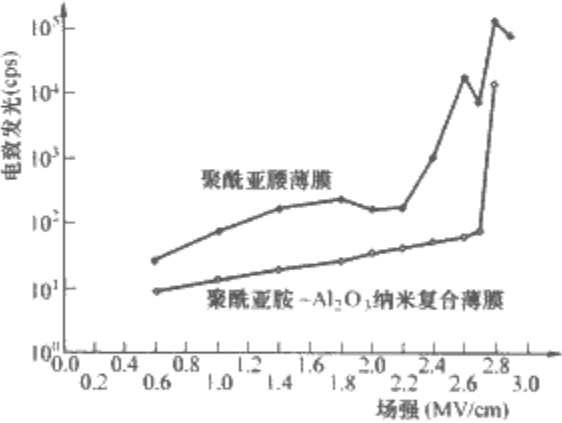


图 5.4-16 GPI 与 NDPI 的 EL-E 曲线

5 结束语

至今很难从各类纳米高聚物复合物发现除表面和界面效应以外的其他效应,同时由于界面结构、形态和各种力场耦合等因素的复杂性及多变性,以及材料的制备方法和工艺造成的纳米粒子尺寸、分布、团聚结构的不确定性等因素,因此在有些场合下会出现材料宏观性能变化的无规律性、矛盾性,以及在不同场合下对不同材料体系的测试结果的局限性和不良重复性。

总之,应加强对界面区理化性质、复合材料的显微结构特性和制备工艺及方法的研究,建立纳米结构单元和基体的结构-复合物的微结构(界面相结构)-介电性的相互关系。

第5章 铁电体材料

1 铁电体材料的分类

铁电体是具有自发极化,且自发极化能随外电场改变取向的物质。铁电材料的种类繁多,结晶形态包含晶体、液晶和聚合物,材料形态包含单晶、陶瓷、厚膜、薄膜以及复合材料等。本章将按照晶体结构和材料形态进行分类叙述。

1.1 按晶体结构分类

1.1.1 钙钛矿结构

钙钛矿结构铁电体是最为常见的一种铁电体类型,其通式为 ABO_3 , 晶体结构见图 5.5-1。最高对称性相属于简单立方结构,每个格点代表一个分子基元,立方的顶角为 A 位,由半径较大的阳离子占据,体心为 B 位,由半径较小的阳离子占据,氧离子处于面心,六个面心的氧离子构成一个氧八面体,在晶体中氧八面体彼此以顶角相连。铁电晶胞相对于立方结构发生畸变,沿立方晶胞四次轴畸变成为四方相,沿三次轴畸变成为三方相,沿二次轴畸变成为正交相。

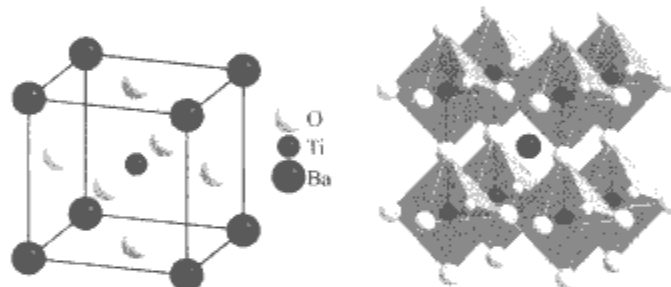


图 5.5-1 钙钛矿晶体结构示意图
(以 $BaTiO_3$ 为例, Ba 占 A 位, Ti 占 B 位)

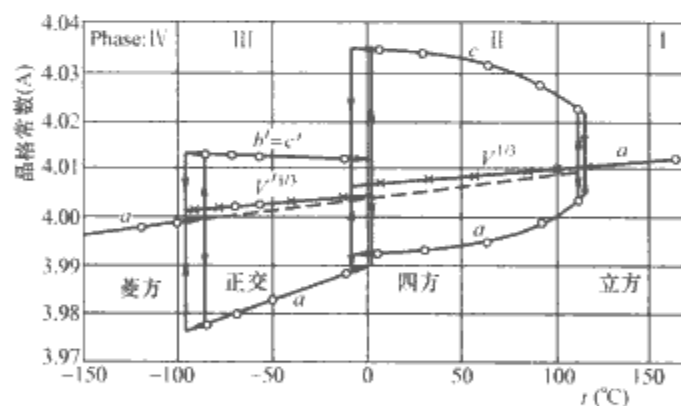


图 5.5-2 $BaTiO_3$ 晶格常数温度依赖性

$BaTiO_3$ 是最早发现的一种钙钛矿铁电体,随温度降低,在 120°C 发生顺电—铁电相变,从立方相变为四方相;在 5°C 发生铁电—铁电相变成为正交相;在 -90°C 发生另一个铁电—铁电相变成为菱方相。晶格常数随温度的变化规律见图 5.5-2。 $BaTiO_3$ 可以通过掺杂与固溶形成多种多样的材料体系,比如通过施主掺杂可以形成 PTC 材料,在居里点附近样品的电阻率发生数量级的突变,通过与钙钛矿量子顺电体 $SrTiO_3$ 或者钙钛矿 $BaSnO_3/BaZrO_3$ 形成固溶体,可以形成居里点连续可调、高介电常数、高介电可调率的多种材料体系。 $BaTiO_3$ 及其改性材料和固溶体材料具有多方面的功能效应,在压电、介电、传感/执行等方面都有很多应用。

$PbTiO_3$ 是另一种典型的钙钛矿铁电体,在 490°C 发生顺电—铁电相变,从立方相变为四方相,其晶格常数比值 $c/a = 1.063$,该畸变远大于钛酸钡四方相的晶格畸变,单晶电滞回线给出剩余极化为 $52\mu\text{C}/\text{cm}^2$ 。

PZT ($PbZr_xTi_{1-x}O_3$) 是 $PbTiO_3$ 与钙钛矿反铁电体 $PbZrO_3$ 的固溶体,钙钛矿结构的 B 位由 Zr 离子与 Ti 离子共同占据,固溶体的结构与性能强烈地依赖于 Zr/Ti 比,相图见图 5.5-3,在 Zr/Ti 比为 48/52 附近呈现多晶同形相界 (MPB),其压电常数和机电耦合系数出现极大值。PZT 是机电目前应用最为广泛的压电材料和铁电材料,在许多应用方面有着难以替代的作用。

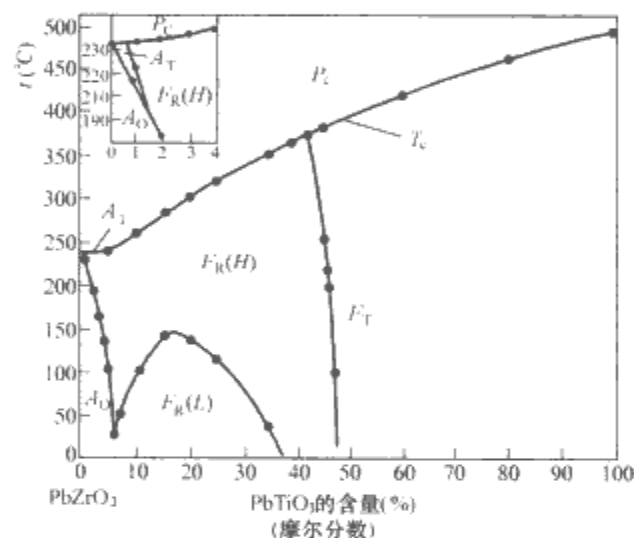


图 5.5-3 $PbTiO_3$ 与 $PbZrO_3$ 固溶体相图

PLZT ($Pb_{1-3/2x}La_xZr_yTi_{1-y}O_3$) 可以看作是在 PZT 基础上进一步用 La^{3+} 离子取代 Pb^{2+} 离子得到的固溶体,通过热压和通氧烧结工艺,可以制备得到光学透明的陶瓷烧结体。该透明陶瓷具有电光效应,折射率可以由外加电场控制,可用于发展电光器件。

如果钙钛矿的 A 位为 Pb^{2+} 占据,在 B 位引入两种或者以上的离子,可以形成一系列 B 位复合的铅基复合钙钛矿铁电体,它们的通式为 $Pb(B'_x B''_{1-x})O_3$, 这里 B 一般是低价的阳离子如 Mg^{2+} 、 Zn^{2+} 、 Fe^{3+} 、 Ni^{2+} 、 In^{3+} 和 Sc^{3+} , B' 一般是高价阳离子 Ti^{4+} 、 Nb^{5+} 、 Ta^{5+} 和 W^{6+} 等,它们按照电价平衡的规律有序或者无序地占据钙钛矿 B 位,形成一系列铁电体,如 PMN ($PbMg_{1/3}Nb_{2/3}O_3$) 和 PZN ($PbZn_{1/3}Nb_{2/3}O_3$) 等,它们可以进一步与 $PbTiO_3$ 形成固溶体,表现出非常优异的介电和压电性能,如 PMN-PT 单晶具有超过 2000 的压电常数 d_{33} , PZN-PT 最大形变量可以达到 1.4%。

若钙钛矿 A 位由 Bi^{3+} 离子占据, B 位由一种 +3 价离子或者两种平均价态为 +3 价的离子占据,形成铋基化合物 $Bi(Me'_x Me''_{1-x})O_3$, 它们同 $PbTiO_3$ 固溶可以形成一系列复合钙钛矿铁电体,其中 Me' 和 Me'' 可以相同,如 Fe^{3+} 、 In^{3+} 或者 Sc^{3+} , 也可以不同,如 Me' 取 Zn^{2+} 、 Mg^{2+} 、 Ni^{2+} 和 Co^{2+} , Me'' 取 Ti^{4+} 、 Nb^{5+} 和 W^{6+} 等。 $BiScO_3 - PbTiO_3$ 可以作为高 T_c 压电陶瓷用于高温声学探测, $BiFeO_3$ 及其固溶体具有多铁性,成为当前的研究热点。 $BiFeO_3$ 在

室温同时具有铁电和反铁磁效应，其铁电居里点约为 830~836℃，其反铁磁尼耳温度约为 370~397℃。室温空间群为 R3c，顺电相结构尚未明确测定。

若钙钛矿结构 A 位由两种平均价态为 +2 价的离子占据，B 位由 Ti^{4+} 离子占据，则可形成 A 位复合的钙钛矿铁电体，如 BNT $[(Bi_{1/2}Na_{1/2})TiO_3]$ 和 BKT $[(Bi_{1/2}K_{1/2})TiO_3]$ ，是性能优良的无铅压电体，以 BNT 和 BKT 为基同 $BaTiO_3$ 或者 $NaNbO_3$ 等形成固溶体或者由 BNT 和 BKT 形成固溶体，可以获得性能进一步改善的无铅压电材料。

$KNbO_3$ 是与 $BaTiO_3$ 相变行为相似的一种钙钛矿铁电体，随温度降低，在 435℃ 发生顺电—铁电相变从立方相变为四方相，在 225℃ 发生铁电—铁电相变成为正交相，在 -10℃ 发生另一个铁电—铁电相变成为三方相。 $KNbO_3$ 相比钛酸钡自发极化略大，但其压电性弱，并且纯相的陶瓷由于低熔点和包晶反应难于制备。

$(K_{1-x}Na_x)NbO_3$ 是 $KNbO_3$ 与钙钛矿反铁电体 $NaNbO_3$ 形成的固溶体，见图 5.5-4，其压电性相比 $KNbO_3$ 有明显增强，在 $x=0.50$ 时机电耦合系数 k_p 呈现极大值，介电常数 ϵ 相对较低，热压烧结样品的压电性能好于常压烧结的样品。

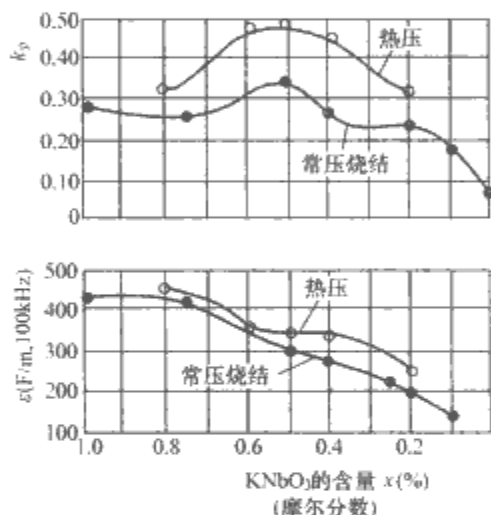


图 5.5-4 $(K_{1-x}Na_x)NbO_3$ 机电、介电性能与成分的关系

$K(Ta_xNb_{1-x})O_3$ 是 $KNbO_3$ 与量子顺电体 $KTaO_3$ 形成的固溶体，相变序列与 $KNbO_3$ 相似，各个相变温度随 $KTaO_3$ 含量增加而下降，KTN 晶体具有较大的电光系数，在电光器件方面的应用引人注目。

1.1.2 铌酸锂结构

铌酸锂晶体结构如图 5.5-5 所示，六方晶胞内有 6 个分子，其空间群为 $R\bar{3}c$ (顺电相) 和 $R3c$ (铁电相)，结构特征为 Nb^{5+} 处于氧八面体的中心，氧八面体之间以顶角相连，但是同钙钛矿结构的不同在于氧八面体的取向发生扭曲，从 a 轴 (中间图) 看氧平面等间距分布， Nb^{5+} 处于两个氧平面之间，而 Li^+ 处于氧平面内。铁电晶胞 Nb^{5+} 和 Li^+ 分别关于氧平面的法线发生位移，形成自发偶极矩。

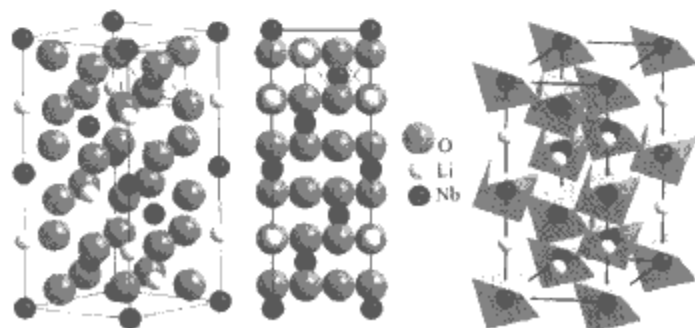


图 5.5-5 铌酸锂晶体结构示意图

$LiNbO_3$ 是具有非常高居里点 (约 1210℃) 和较大自发极化 (约 0.70C/m²) 的铁电体， $LiNbO_3$ 单晶可以通过提拉法大规模生产，单晶可用于声表面波滤波器等电声器件，目前周期极化的 $LiNbO_3$ 单晶 (PPLN) 在光电子学方面的研究也非常活跃。

$LiTaO_3$ 同 $LiNbO_3$ 结构相似，其居里温度 (630℃) 和自发极化 (约 0.50C/m²) 相对 $LiNbO_3$ 都小， $LiTaO_3$ 单晶也可以提拉生长，用于声表面波滤波器，频率稳定性高。

1.1.3 钨青铜结构

钨青铜晶体结构如图 5.5-6 所示，以常见的 $(Sr_{1-x}Ba_x)Nb_2O_6$ 为例，四方晶胞内有 5 个分子，铌氧八面体沿四次轴方向共顶点排列，形成八面体柱，各八面体柱之间共顶点连接，产生三种空隙，其中四个八面体柱之间空隙为 A1，五个八面体柱间隙为 A2，三个八面体柱间隙为 C， Sr^{2+} 进入 A1 和 A2 位， Ba^{2+} 进入 A2 位， Nb^{5+} 进入氧八面体体心。钨青铜结构可以看作是钙钛矿结构形变产生的，顺电相空间群为 $P4/mbm$ ，铁电相空间群为 $P4bm$ ，自发极化沿四次轴方向。按照 A1 位和 A2 位是否被全部占据，可以将钨青铜结构分为填满型和非填满型两类。

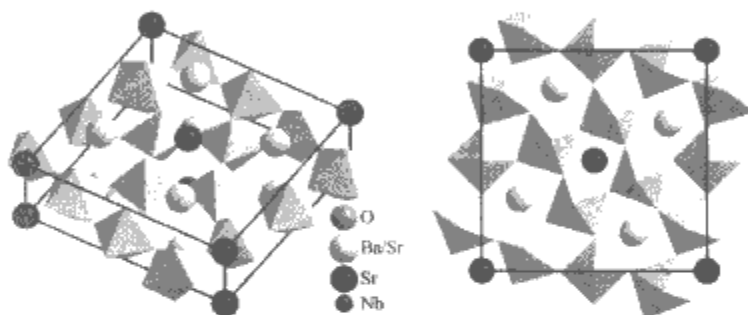


图 5.5-6 钨青铜晶体结构示意图
[以 $(Sr_{1-x}Ba_x)Nb_2O_6$ 为例]

$Sr_{1-x}Ba_xNb_2O_6$ 是非填满型钨青铜铁电体， Sr^{2+} 和 Ba^{2+} 占据 6 个 A 位的 5/6，居里温度随 Sr/Ba 比变化在 60~250℃ 变化，可用于热电、电光和光折变应用。如果 Sr^{2+} 由 Pb^{2+} 代替，形成 $Pb_{1-x}Ba_xNb_2O_6$ ，具有较大的压电常数 d_{15} ，可用于剪切模式的声表面波器件。 $Ba_{4+x}Na_{2-2x}Nb_{10}O_{30}$ 是一种填满型钨青铜铁电体， Na^+ 占据 A1 位， Ba^{2+} 占据 A2 位，居里温度为 560℃，其单晶可用于光学倍频应用。

$K_3Li_2Nb_5O_{15}$ 晶体结构中 K^+ 占据所有 A 位， Li^+ 进入 C 位，居里温度为 430℃，用于非线性光学应用， Nb^{5+} 部分被 Ta^{5+} 取代，可改善电光性能。

1.1.4 层状铋结构

层状铋结构铁电体可以看作是类钙钛矿层与铋氧层交替排列形成的晶体结构，也称为 Aurivillius 结构，以 Bi_3NbTiO_9 为例，其晶体结构见图 5.5-7，铁电正交晶胞内有 4 个分子，氧八面体中心以铋、钛随机占据，晶体在 c (长轴) 方向由两层氧八面体层和铋氧层交替排列，氧八面

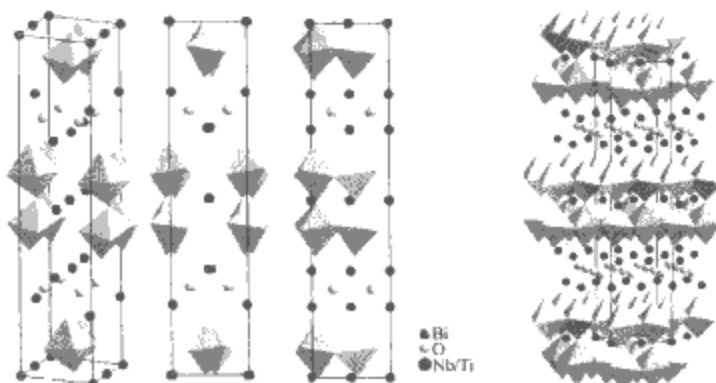


图 5.5-7 层状铋晶体结构示意图 (以 Bi_3NbTiO_9 为例)

体之间部分共顶点连接,其顺电四方相空间群为 $14/mm$,铁电相空间群为 $A2_1am$,自发极化沿 a 轴(左二图)方向。

在常见的层状铋结构中,类钙钛矿层层数 m 取值范围为 $1\sim 5$,如 B_2WO_6 ($m=1$), $SrBi_2Ta_2O_9$ 、 $CaBi_2Nb_2O_9$ ($m=2$), $Bi_7Ti_4NbO_{21}$ ($Bi_4Ti_3O_{12} + Bi_3NbTiO_9$) ($m=2.5$), $Bi_4Ti_3O_{12}$ ($m=3$), $CaBi_4Ti_4O_{15}$ 、 $Bi_5Ti_3FeO_{15}$ ($m=4$)和 $Sr_2Bi_4Ti_5O_{18}$ ($m=5$)等,其通式为 $(Bi_2O_2)^{2+}(A_{m-1}B_mO_{3m+1})^{2-}$ 。由于部分层状铋体系居里点较高,可用于高温压电应用;部分体系薄膜具有优良的铁电疲劳性能,是铁电存储器候选材料。压电系数较低,织构陶瓷具有较高压电系数。

1.1.5 焦绿石结构

焦绿石晶体结构如图 5.5-8 所示,以 $Cd_2Nb_2O_7$ 为例,高对称性相空间群为 $Fd\bar{3}m$,立方晶胞内有 8 个分子,从 $[110]$ 方向投影(右图)看,铌氧八面体规则排列,彼此之间共顶点扭曲连接。

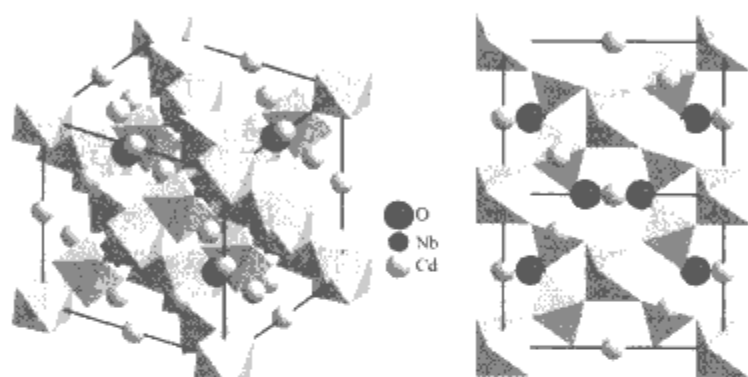


图 5.5-8 焦绿石晶体结构示意图
(以 $Cd_2Nb_2O_7$ 为例)

$Cd_2Nb_2O_7$ 随温度下降经历多个相变,从顺弹—顺电到铁弹、铁电弛豫和无共度相。

1.1.6 其他

KH_2PO_4 是含氢键的铁电体,其晶体可以看作是两个磷氧四面体体心格子套构而成, K^+ 也构成两套体心格子。KDP 晶体的居里温度为 123K,其铁电性与氢键中质子的有序分布有关,室温下处于顺电相,空间群为 $I\bar{4}2d$,结构为非中心对称,具有压电性。KDP 为水溶性晶体,可以在水溶液中生长大尺寸的单晶。KDP 晶体具有优异的电光性能。

硫酸三甘氨酸 $(NH_2CH_2COOH)_3 \cdot H_2SO_4$ (简称 TGS) 也是含氢键的铁电体,居里温度为 49℃,铁电相变为典型的二级相变,铁电单斜相空间群为 $P2_1$,易于在水溶液中生长大尺寸的单晶,可用于热电探测,其 D^* 探测率在热电材料中是最好的。

罗息盐(酒石酸钾钠, $NaKC_4H_4O_6 \cdot 4H_2O$) 是发现最早铁电体,铁电性存在于 $(-18\sim 24)^\circ C$,铁电单斜相空间群为 $P2_1$ 。罗息盐具有优异的压电性能,易于在水溶液中生长大尺寸单晶,可用于水声换能等应用领域。然而由于其潮解特性和化学稳定性的欠缺,在实际应用中已被压电陶瓷取代。

$NaNbO_3$ 是一种具有简单结构的有序-无序型铁电体,居里温度为 163℃,在 $163\sim 164.5^\circ C$ 之间,为无共度相,晶格中的自发极化沿某个晶轴呈正弦规律变化,其周期与晶格常数比值为无理数,晶体中总自发极化为零。 $NaNbO_3$ 单晶膜可用于热电探测。

稀土钼酸盐如钼酸钆 $Gd_2(MoO_4)_3$ 是铁电铁弹体,居里温度为 163℃,自发极化和自发应变易于为电场和应力所翻转,采用提拉方法易于从熔体生长单晶,可用于电光、声表面波器件等方面。

$Pb_5Ge_3O_{11}$ 是一种人工合成的铁电体,居里温度为 177℃,铁电相晶胞属于三方相,压电性较弱,可用于电光和热电方面。

$SbSI$ 是一种 V-VI-VII 族化合物半导体的代表,具有铁电性,居里温度在 $20^\circ C$ 左右。 $SbSI$ 有非常强的结构和介电各向异性,沿晶体结构的 c 轴方向的介电常数比垂直 c 轴方向大 3 个数量级, c 轴方向机电耦合系数 k_{33} 高达 0.90,在垂直 c 轴方向光照作用下,电导率呈数量级增大,光电导与铁电性之间存在耦合,也称为“光铁电体”。大尺寸的 $SbSI$ 单晶难于制备。

$KTiOPO_4$ 及 Rb 、 Tl 等磷酸钛氧化物是一类有优异的电光性能的铁电体,其中 $KTiOPO_4$ 居里温度为 1207K,单晶可由熔体法生长,可用于二次谐波发生和电光应用。

$LuFe_2O_4$ 是新近报道的一种铁电体,其中 Fe 离子属于 $2+$ 和 $3+$ 的混合价态,其 d 轨道电子密度调制形成的电子有序排列产生铁电性,并由热释电实验确定,因此称该种铁电体为“电子铁电体”。该材料具有较低电子激活能,提供了开发无疲劳的固体电容器材料的可能。

1.1.7 铁电聚合物

聚偏氟乙烯(PVDF)是一种常用的铁电聚合物,其晶体结构见图 5.5-9,它一般含有 50% 左右的结晶相,其余为非晶相,结晶相有四种常见的晶体结构, α 、 β 、 γ 和 α_P ,其中 α 为非极性相,具有一个二次螺旋轴 2_1 ,其余三种均为极性相,其中 β 相空间群为 $Cm2m$ 。PVDF 具有显著的压电性能,同三氟乙烯(TrFE)形成共聚物可以改善其压电性能,PVDF 也可用于热电探测和超声换能,以及同压电陶瓷

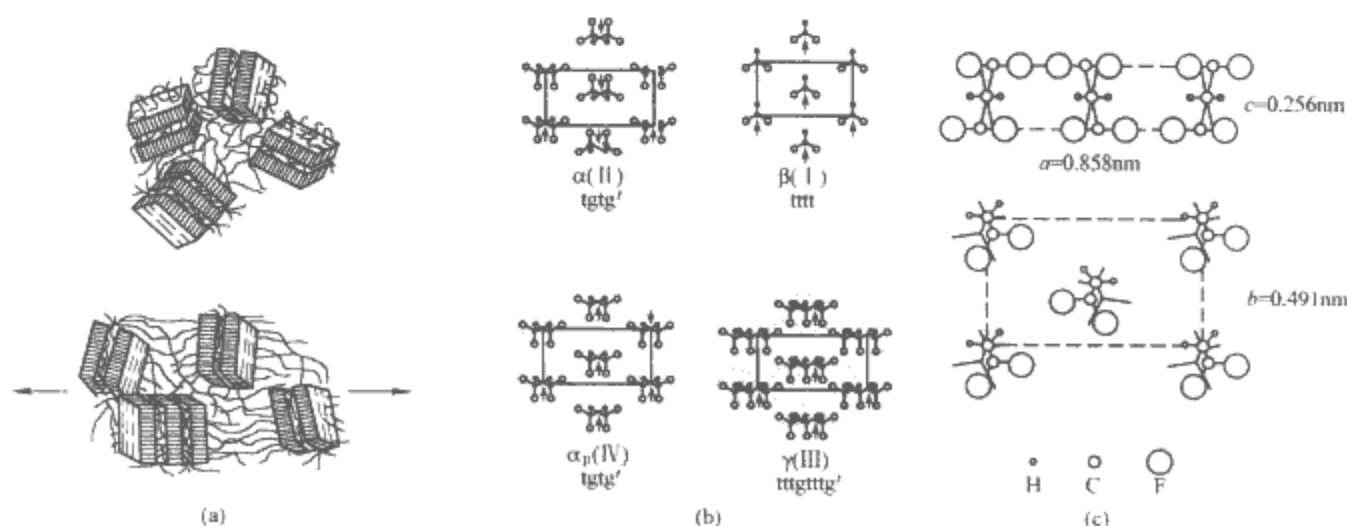


图 5.5-9 PVDF 晶体结构示意图
(a) 结晶状态; (b) 四种基本相; (c) β 相基本单元

形成复合结构改进换能器设计。

1.1.8 铁电液晶

液晶是介于完全有序的固体与完全无序的液体之间的中间状态，可以看作是分子部分有序的液体，其分子有序结构有三种典型相：丝状相、螺旋状相和层状相，见图 5.5-10，其中层状相可以具有铁电性，可用于电光器件。研究较为充分的铁电液晶材料为癸氧基苯叉对氨二甲丁基肉桂酸盐。

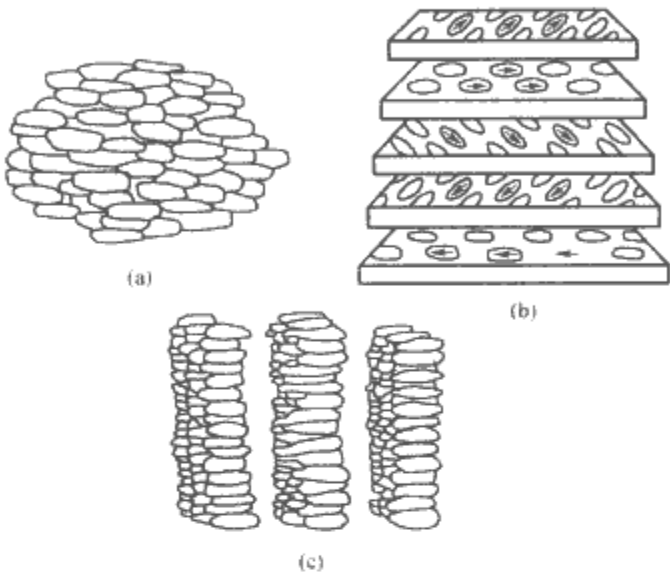


图 5.5-10 三种液晶结构示意图
(a) 丝状相 (nematic phase); (b) 螺旋状相 (holyestic phase); (c) 层状相 (smetic phase)

1.2 按材料形态分类

1.2.1 铁电单晶

铁电单晶具有完整一致的晶体结构和晶体取向，是研究铁电体基本物理性质的最佳对象，也是开发铁电体电光应用合适的材料载体。但是由于铁电单晶组成复杂，多种成分不易共熔，并且常含有挥发性成分，因此铁电单晶的生长难度远远大于单一元素单晶，如硅。采用提拉法 (Czochralski 方法) 可以生长共熔晶体，如 LiNbO_3 和 LiTaO_3 单晶。采用溶液法可以在水溶液中生长 KDP 和 TDS 单晶。采用熔盐法可以生长 PZT、 BaTiO_3 、PMN-PT 和 PZN-PT 等复杂成分铁电单晶。对于挥发性的 PbO 熔盐，可以密封坩埚，采用

Bridgman 方法置入籽晶可获得较大的晶体。

1.2.2 铁电陶瓷

铁电陶瓷是最古老，也是应用最广泛的铁电体形态，是铁电体的多晶形态，具有晶粒/晶界的复合结构，可以通过多种方法制备，但其工艺过程具有共同特点，基本都要经过原料准备、混料、干燥、预烧、球磨、成型、烧结、上电极和极化等过程。当然在上述基本过程的基础上，有许多不同的方法可以替代，比如原料阶段可以用化学方法制粉，采用流延方法成型获取陶瓷薄带，以及用通氧烧结方法制备透明 PLZT 陶瓷等。

1.2.3 铁电厚膜

某些应用需要铁电体形成厚度在 $10\sim50\text{ }\mu\text{m}$ 之间的厚膜，这要采用丝网印刷的工艺，将陶瓷配成浆料，涂在丝网上用橡胶刮刀在基体上印刷，烘干后热处理成相，即可形成厚膜。铁电厚膜材料可用于传感器、执行器和微机电系统等实际用途。

1.2.4 铁电薄膜

铁电体在集成器件中应用需要形成厚度小于 $0.1\sim5\text{ }\mu\text{m}$ 的高质量薄膜，这样可同集成电路匹配，易于集成化，用于铁电存储器、热电红外探测器和 MEMS 等。常用的制备方法包括化学溶液沉积法 (含 MOD/Sol-Gel 方法)、金属有机物化学气象沉积法、溅射法和激光闪蒸法等。这些制备方法的共性问题在于如何通过工艺控制，获得特定成分、晶相和结晶度的薄膜。

1.2.5 铁电复合材料

对于多种多样的应用需求，单一的材料有时很难同时满足所有的应用指标，铁电复合材料可以通过结构设计，在多种材料参数中扬长避短、各取所长来实现特定的应用要求。比如 PZT 用于水声换能，静水压电常数 d_h 以及压电电压常数 g_{33} 不够大，前者是因为 d_{31} 同 d_{33} 异号，它们的贡献部分抵消，后者是由于 PZT 介电常数太大造成电压响应小，通过采用 1-3 复合结构，这两个问题都可以得到很好地解决。图 5.5-11 给出了复合材料结构的 10 种复合方式，这给采用铁电、压电材料解决实际问题提供了更多的自由度。在实际应用中，通常采用 PZT 陶瓷等压电性能显著的材料与环氧树脂、橡胶等聚合物材料复合。

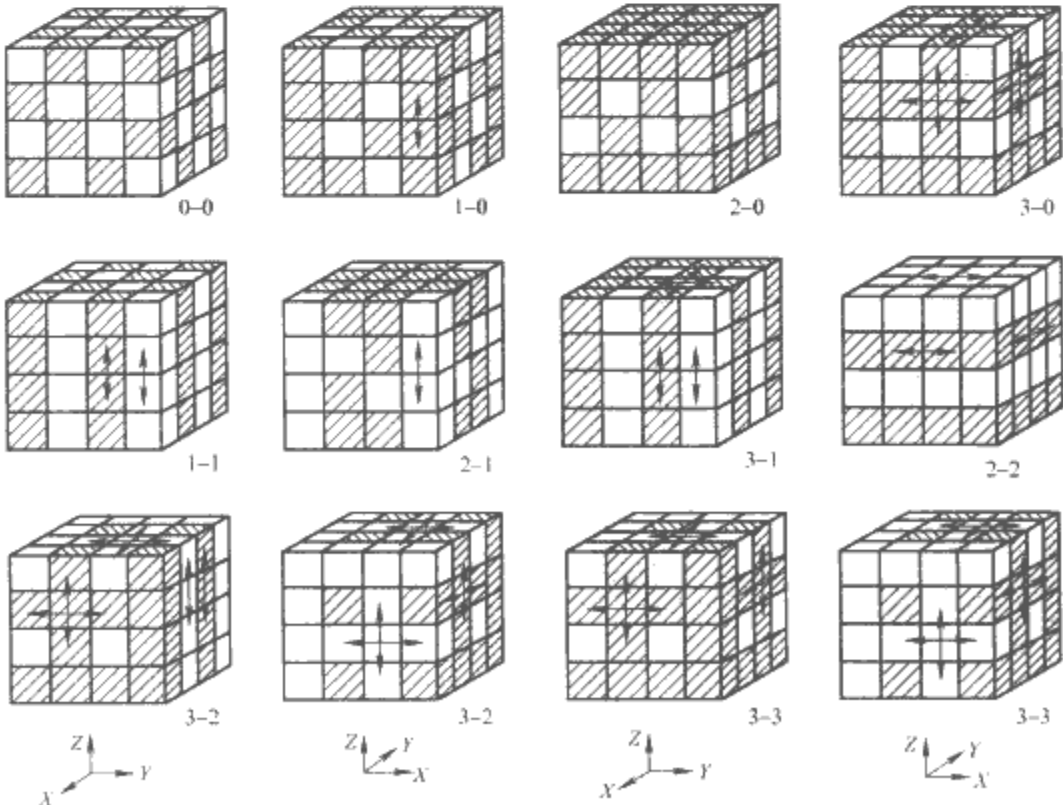


图 5.5-11 铁电复合材料的结构形式

2 铁电材料的主要性质

铁电材料具有许多独特的性质,主要包括铁电性与自发极化特性、压电性、高介电性、电致伸缩、热释电性、光学性能以及相变性能。由于铁电材料和介电材料、压电材料以及热释电材料之间的概念交集关系,上述有些性质也是电介质、压电体或者热释电体的共性,例如电致伸缩性质、压电性、热释电性等,但是有些性质,如铁电性与自发极化特性、高介电性和强的电致伸缩性质等却是铁电体所独有的特性。

2.1 铁电性

顾名思义,铁电体具有所谓的铁电性,铁电性起源于铁电体的自发极化。当给铁电体施加外电场时,由于自发极化的存在,铁电体的极化强度与电场之间并不是线性关系,存在着所谓的电滞回线,同铁磁体具有的磁滞回线相似,铁电性质和铁磁性质有着相对应的类似,所以历史上将这些具有电滞回线的材料称之为铁电体,其实材料并不一定含有铁元素。

2.1.1 自发极化

自发极化是研究铁电体的核心问题,铁电体的独特性质也是来源于自发极化。自发极化是如何产生的?极化是一种极性矢量,许多电介质只有在电场作用下才会发生极化,电场除去后,极化强度会很快衰减到零。然而在晶体中,如果晶胞本身的正、负电荷中心不重合,形成电偶极矩,即晶胞具有极性,由于晶体构造的周期性,晶胞的固有电矩便会沿着同一方向整齐排列,整个晶体在该方向上呈现极性,一端为正,一端为负。这样晶体就处在高度的极化状态下。如果这种极化状态是在外场为零时自发建立起来的,就称之为自发极化。

自发极化方向在晶体中并不是随意的,它与晶体的其他任何方向都不是对称等效的,称为特殊极性方向。换言之,特殊极性方向是在晶体所属点群的任何对称操作下都保持不动的方向。显然,这对晶体的点群对称性施加了限制。在32个晶体学点群中,只有10个具有特殊极性方向,它们是1, m , $mm2$, 2, 3, $3m$, 4, $4mm$, 6和 $6mm$,属于这10个点群的极性晶体,结构上的特殊方向——单一对称轴成为极轴,晶体才可能具有自发极化。

2.1.2 铁电畴

通常情况下,一块铁电体并不是在一个方向上单一地产生自发极化的,而是有一系列类似于许多孪晶的自发极化方向不同的小区域,这些小区域就是铁电畴,分隔相邻电畴的界面称为畴壁。在一个铁电畴内,自发极化方向是一致的。从热力学的角度来看,电畴的形成是系统自由能取极小值的结果;从自发极化的角度来看,由于铁电体的自发极化是能够被外电场重新定向的,铁电晶体内部在退极化场的作用下,会分裂出一系列自发极化方向不同的区域,使其各自所建立的退极化场互相补偿,直到整个晶体对内、外均不呈现电场为止。

铁电体中的电畴是不能在空间任意取向的,只能沿着晶体的某几个特定方向取向,不同的铁电晶体,铁电畴允许的取向决定于该种铁电体原型结构的对称性,即在铁电体的原型结构中,与铁电体极化轴等效的轴向。以钛酸钡晶体为例,在室温下,钛酸钡晶体有两类电畴,即相邻电畴的自发极化方向反平行的 180° 电畴和相互垂直的 90° 电畴。反平行电畴之间的界面称之为 180° 畴壁,而相互垂直的电畴之间的界面为 90° 畴壁。在低温下,钛酸钡的正交铁电相中,相邻电畴

自发极化方向之间的夹角,除了反平行的以外,还有 60° 和 120° ;而在钛酸钡的三方铁电相中,则有 71° 和 109° 。

2.1.3 电滞回线

铁电体的一个最重要的物理特性就是电滞回线,它来源于自发极化强度与电场强度之间的一种非线性关系。电滞回线其实是极化强度 P 表现为外加电场 E 的双值函数。我们知道铁电体的自发极化在外电场的作用下的重新定向并不是连续发生的,而是在外电场作用超过某一临界值时发生的,所以极化强度 P 总是滞后于外加电场的变化。测试电滞回线常用Sawyer-Tower电路,其典型的电滞回线如图5.5-12所示。

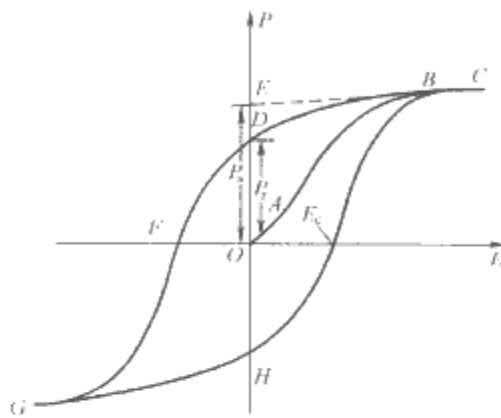


图 5.5-12 铁电体电滞回线示意图

2.2 压电性能

2.2.1 压电效应

某些不存在对称中心的电介质晶体在纯粹机械外力作用下,会使晶体发生形变,同时还会改变晶体的极化状态,从而在晶体内部建立电场,这种由于机械力的作用而使介质晶体发生极化的现象称为正压电效应。反之,若施加外电场于介质晶体上,会改变其极化状态,从而晶体的形状也将发生变化,即为逆压电效应。上述两者通称为压电效应。

在晶体的32种对称点群中,其中有20种是可能具有压电性的,这20种是1, 2, m , 222 , $2mm$, 4, $\bar{4}$, 422 , $4mm$, $\bar{4}2m$, 3, 32 , $3m$, 6, $\bar{6}$, 622 , $6mm$, $\bar{6}m2$, 23和 $\bar{4}3m$ 。此外,对于描写复杂材料对称性的7种居里群中,有3种可能产生压电效应,它们分别是 ∞m , $\infty 2$ 和 ∞ 。由于铁电体必然也是压电体,因此铁电体也具有压电性。

晶体的正压电效应机理如图5.5-13所示。当晶体不受力时,正电荷重心与负电荷重心重合,整个晶体总电矩为零。

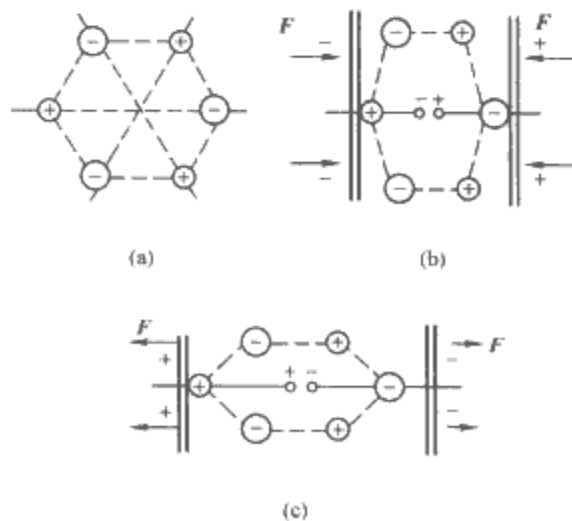


图 5.5-13 正压电效应机理示意图

(a) 不受外力; (b) 受压力; (c) 受拉力

零，因而晶体表面不存在荷电；当沿某一方向对晶体施加机械力时，晶体由于发生变形破坏了原来的平衡，正负电荷重心不再重合，从而引起表面荷电现象。由此可见，正压电效应是由于晶体在机械力作用下发生形变而引起带电粒子的相对位移（偏离平衡位置），从而使晶体的总电矩发生改变而造成的。

2.2.2 压电方程

在正压电效应中，电荷与应力是成比例的，若用电介质位移 D （单位面积的电荷）和应力 T 可表示为

$$D=dT \tag{5.5-1}$$

式中： D 为电介质位移； T 为应力； d 为压电常数，为三阶张量。

对于逆压电效应，其应变 S 与电场强度 E （单位是 V/m ）的关系为

$$S=dE \tag{5.5-2}$$

对于正压电效应和逆压电效应，比例常数 d ，也就是压电常数是相同的，计算式为

$$d=D/T=S/E \tag{5.5-3}$$

式中： D 、 E 是矢量； T 、 S 是四阶对称张量。

完整地表示压电晶体的压电效应中其力学量（ T ， S ）和电学量（ D ， E ）关系的方程式叫做压电方程，完整形式的压电方程应包含电学和力学的双重贡献。压电系数 d 最常用的为横向压电常数 d_{31} 和纵向压电常数 d_{33} （根据惯例，脚标中第一位数字表示压电材料的极化方向，第二位数字表示机械振动方向），表 5.5-1 列出几种常见的铁电体的压电常数。

表 5.5-1 几种常见的铁电体的压电常数

| 材 料 | 耦合系数 | | 相对电 容率 ϵ_{33}/ϵ_0 | 压电常数 ($\times 10^{-12}C/N$) | | 频率常数 ($Hz \cdot m$) | |
|-----------------------|-----------|-------------|---|----------------------------------|----------|--------------------------|------------|
| | k_p | k_{31} | | d_{31} | d_{33} | $f_{r31}l$ | $f_{r33}l$ |
| BaTiO ₃ 单晶 | | 31.5 | 168 | -34.5 | 85.6 | | |
| BaTiO ₃ 陶瓷 | 36 | 21 | 1700 | -79 | 191 | 2200 | 2520 |
| PZT | 52.9 | 31.3 | 730 | -93.5 | 223 | | |
| PbTiO ₃ 陶瓷 | 7~ 9.6 | 4.2~ 6.0 | ≈150 | | | ≈2000 | ≈2000 |

2.2.3 压电参数

表征压电效应的主要参数，除了描述压电材料性能的介电常数、压电常数和弹性常数外，还包括描述元件性能的谐振频率、频率常数、机电耦合系数以及机械品质因数等。

机电耦合系数 k 反映压电材料的机械能与电能之间的耦合关系，即使在同一压电材料中，由于其振动方式不同，能量转换效果也不同，因而有不同的 k 值。常用的有横向机电耦合系数 k_{31} ，纵向机电耦合系数 k_{33} ，薄片厚度方向机电耦合系数 k_t ，以及沿着圆片半径方向振动的平面机电耦合系数 k_p 等。机电耦合系数是两能量的比值，故无量纲。

多种压电元件如压电滤波器、谐振换能器、压电音叉、超声波清洗机等，主要是利用压电体的谐振效应。如果外施电场的频率与压电体的谐振频率相一致时，就会由于逆压电效应而产生显著的机械谐振，将电能转变为机械能，或者再通过压电效应而在压电体的另一端输出特定频率的电信号。当压电体受到电场作用而产生机械谐振时，由于克服晶格形变时产生的内摩擦而要消耗一部分能量，因而造成机械损耗。机械品质因素 Q_m 即反映着这种损耗的程度，表示谐振时振子储存的机械能与每一谐振周期振子所消耗的机械能的比值。 Q_m 的大小也与相应的谐振方式有关，如无特别说

明，通常默认为径向振动的机械品质因素。

2.3 高介电性

铁电体是一类特殊的电介质，其介电常数的特点是，数值大，非线性效应强，有显著的温度依赖性和频率依赖性。铁电体高介电常数的起源与其晶体结构和显微结构的特点有关。从晶体结构的角度来讲，铁电体特殊的晶体结构导致产生自发极化，同时也产生了大的介电常数，以钛酸钡为例，钛离子在氧八面体中发生自发位移，氧离子电子云产生极大的畸变，离子位移极化和电子位移极化的耦合导致了大的极化，从而产生大介电常数。从显微结构的角度讲，铁电体中存在铁电畴结构，电畴畴壁在电场作用下产生局域振动，这种畴壁振动对铁电体的介电常数有较大的贡献。因此说，铁电体高介电特性来源于晶体结构和畴结构。

铁电体高介电常数的特点使其具有一系列应用，如用于陶瓷电容器、多层电容器等方面，通常用改性钛酸钡以及含铅的铁电体作为高介瓷料，其介电常数高达几千甚至上万。

2.4 电致伸缩

电致伸缩是电介质中的一种电弹效应（electroelastic effect）。是一种二次效应，反映的是应变与电场强度平方之间的正比关系，因此是一个四阶张量，而且铁电相的压电常量与电致伸缩系数有关，因此，研究电致伸缩也有实用和理论两方面的意义。电致伸缩现象虽然早已发现，但是长期以来由于其效应微弱而不被重视，直到在弛豫铁电体中发现了很强的电致伸缩现象才引起人们的广泛兴趣。如在 PMN 材料中，当电场达到 $10^6 V/m$ 时，其电致应变可达 10^{-3} 数量级，这可以与最强的压电材料的逆压电效应相比拟。当然在某些铁电体中，当刚好温度高出居里温度时，介电常数通常很高而又不具有压电性，电致伸缩效应也会很强，但是呈现出强电致伸缩效应的温度区间很窄，其应用价值要远远低于弛豫铁电体，因为后者具有强电致伸缩效应的温度区间很宽。

逆压电效应与电致伸缩效应都是机电耦合效应，但是它们对外加电场的响应特性却很不相同。与逆压电效应比较，电致伸缩效应的不同之处在于：逆压电效应所产生的形变是与外加电场成线性关系的，而且当施加的电场反向时，逆压电效应形变也改变符号；与此相对应的是，电致伸缩效应的形变是与所施加外电场的符号无关的，并呈现出抛物线平方关系。另外，逆压电效应只存在于无对称中心的 20 种点群晶体中，而电致伸缩效应则是所有电介质材料中都存在的现象，这些电介质材料包括非晶物质或晶体，也不论晶体有无对称中心。

电致伸缩效应可以表述为

$$x_{ij}=M_{ijkl}E_kE_l \tag{5.5-4}$$

式中： E_k 和 E_l 为加在晶体上的电场； x_{ij} 为电场产生的应变； M_{ijkl} 为电致伸缩常数， M_{ijkl} 把电场强度矢量的二次乘积与二阶应变张量联系起来，因此是一个四阶张量，共有 81 个分量， M_{ijkl} 的脚标缩减为 M_{kp} 。

电致伸缩效应也可以表示成和场致极化强度之间的关系

$$S_{ij}=Q_{klj}Q_kQ_l \tag{5.5-5}$$

式中： S_{ij} 为电致伸缩形变； Q_k 和 Q_l 为场致极化强度。 Q_{klj} 为电致伸缩系数， Q_{klj} 也是一个四阶张量，也有 81 个分量， Q_{klj} 的脚标也缩减为 Q_{kp} 。

2.5 热释电效应

铁电晶体也是热释电晶体，因而也具有热释电效应。在

热释电晶体中，自发极化所建立的电场吸引晶体内部和外部空间的异号自由电荷，在试样的表面形成一个表面电荷层，结果自发极化建立的表面束缚电荷被外来的表面自由电荷所屏蔽，束缚电荷建立的电场被抵消。但是当温度发生变化时，自发极化强度也将发生变化，这时被自发极化束缚在表面的自由电荷层就要发生相应的调整，例如释放出来，恢复自由，使得晶体呈现带电状态或在闭合电路中产生电流，这一现象就是热释电效应。

当晶体的温度 T 均匀变化时，晶体的自发极化强度矢量 P 也随着发生变化。晶体的热释电效应可表示为

$$dP_i = p_i dT \quad (i = 1, 2, 3) \tag{5.5-6}$$

式中： p_i 为热释电常数；也是一个矢量，具有 3 个分量，通常，热释电常数的符号由晶体压电轴的符号决定。

根据压电晶体的 IRE 标准规定，晶体在张应力作用下产生正电荷的一端为压电轴的正端。如果晶体在加热时压电轴正端产生正电荷，就定义该晶体沿着这一轴向的热释电常数为正。大多数晶体，当温度升高时，自发极化减小，因而热释电常数为负值。但是这决不意味着所有晶体在任何温度下热释电常数均为负，如一水硫酸锂在 110K 时热释电常数就改变符号。

由于热释电晶体也是压电晶体，因此，如果晶体的温度变化引起形变，自然就改变了自发极化强度，也就间接引起热释电效应的变化，也就是说晶体的热释电效应和弹性边界条件以及温度的改变方式密切相关。按照晶体受热过程中弹性边界条件和晶体的加热方式，把热释电效应分为三类。

(1) 第一热释电效应。在晶体均匀受热时，而且受热过程中晶体受到夹持，此时体积和外形保持不变时所观察到的热释电效应即为第一热释电效应，相应的热释电常数称为第一热释电常数或者恒应变热释电常数。

(2) 第二热释电效应。如果晶体在机械自由状态下均匀加热，那么晶体将因受热膨胀而产生应变。注意到热释电体总是压电体，这种应变将通过压电效应产生小的位移而叠加在第一类效应上，这种由于热膨胀通过压电效应耦合而产生的附加热释电效应称为第二热释电效应，相应的热释电常数为第二热释电常数。

可以看出，自由晶体受热时的热释电效应是第一效应和第二效应之和。

(3) 第三热释电效应。如果不是均匀加热热释电晶体，由于温度的不均匀，晶体还要产生附加的应力梯度，该应力梯度通过压电效应对热释电效应也有所贡献，定义这种因非均匀加热晶体引入的附加热释电效应为第三热释电效应，也称之为假热释电效应。与第一和第二热释电效应相比，第三热释电效应通常很微弱。表 5.5-2 列出几种典型热释电材料的参数。

表 5.5-2 几种典型热释电材料的参数

| 材 料 | 热释电系数 [$^{\circ}\text{C}/(\text{cm}^2 \cdot \text{K})$] | 相对电容率 | 密度 ($\times 10^3 \text{ kg/m}^3$) |
|---|--|-----------------------------------|--|
| 硫酸三甘肽 TGS | $(2 \sim 3.5) \times 10^{-4}$ | 25~50 | 1.69 |
| 铌酸锆钡 | -5.5×10^{-4} | ≈ 500 | |
| $\text{Sr}_{0.5}\text{Ba}_{0.5}\text{Nb}_2\text{O}_6$ | | 30 (ϵ_{33}/ϵ_0) | 4.64 |
| LiNbO_3 | 4×10^{-5} | 75 (ϵ_{11}/ϵ_0) | |
| LiTaO_3 | 6×10^{-5} | 44 (ϵ_{33}/ϵ_0) | 7.45 |
| 电气石 | 4×10^{-6} | 75 | 3.1 |

2.6 电光效应

在强的光频电场或低频（直流）电场作用下，铁电体显

示出一系列有趣的现象，其中最重要的几种，即电光效应、光弹效应和非线性光学效应。这些效应的发现和研究不但加深了人们对铁电体中极化机构和电子过程的了解，而且使铁电体在非线性光学等新的科技领域得到了重要的应用。

外加电场所引起的晶体折射率的变化成为电光效应，铁电体具有较强的电光效应。设外加偏置电场为 E_0 ，则 E_0 对晶体的折射率的影响可以用幂级数表示为

$$n = n^0 + aE_0 + bE_0^2 + \dots \tag{5.5-7}$$

式中： a 和 b 是常数； n^0 是 $E_0 = 0$ 时的折射率； aE_0 是一次项，由此项引起的折射率变化称为一次电光效应，也叫线性电光效应或者普克尔（Pockels）效应； bE_0^2 是二次项，由该二次项引起的折射率变化称为二次电光效应，也叫克尔（Kerr）效应。

从式（5.5-7）可以看到，外电场引起了折射率的变化，我们把这种现象叫做电光效应（Electro-Optic effect）。一次电光效应也像压电效应一样，只能出现在不具有对称中心的晶体中；反之，具有对称中心的晶体没有一次及其他奇次电光效应，只能有二次及其他偶次电光效应，二次及其他偶次电光效应存在于任何晶体中。

具有电光效应的晶体称之为电光晶体，它们最重要的用途是用于制造光调制元件以及用于光偏转、可变谐振滤波和电场的测定等方面。

电光材料要求质量很高，要求波长范围内对光的吸收和散射都要很小，而且折射率的温度稳定性也要高，同时要求电光系数、折射率和电阻率大，介电损耗小。主要的电光晶体及其性质见表 5.5-3。

表 5.5-3 主要电光铁电晶体及其性质

| | 晶体种类 | 居里点 (K) | 折射率 n_0 | 相对 电容率 | 半波电压 (V) |
|-------------------|---|---------------|--------------|---------------------------------------|----------------|
| KDP 型 晶体 | KH_2PO_4 | 123 | 1.51 | 21 | 7650 |
| | $\text{NH}_4\text{H}_2\text{PO}_4$ | 148 | 1.53 | 15 | 9600 |
| | $\text{NH}_4\text{H}_2\text{AsO}_4$ | 216 | — | 14 | 13 000 |
| 立方钙 钛矿型 晶体 | BaTiO_3 | 393 | 2.40 | — | 310 |
| | $\text{Pb}_3\text{MgNb}_2\text{O}_9$ | 265 | 2.56 | ≈ 104 | ≈ 1250 |
| | SrTiO_3 | 33 | 2.38 | — | — |
| 铁电性 钙钛矿 型晶体 | $\text{KTa}_x\text{Nb}_{1-x}\text{O}_3$ | ≈ 283 | 2.318 | — | ≈ 90 |
| | LiTaO_3 | 933 | 2.176 | — | 2840 |
| | LiNbO_3 | 1483 | 2.286 | $\epsilon_a=98,$ $\epsilon_c=51.5$ | 2940 |
| 铌青铜 型晶体 | $\text{Sr}_{0.75}\text{Ba}_{0.25}\text{Nb}_2\text{O}_5$ | 333 | 2.31 | 6500 | 37 |
| | $\text{K}_3\text{Li}_2\text{Nb}_5\text{O}_{15}$ | 693 | 2.28 | 100 | 330 |
| | $\text{Ba}_2\text{NaNb}_5\text{O}_{15}$ | 833 | 2.37 | 51 | 1720 |

陶瓷由于是由细小晶粒组成的多晶体系，由于晶界的光散射，很难用作电光材料。但是近年来由于陶瓷制造工艺的发展，制成了更致密的陶瓷，其代表为透明 PLZT 陶瓷，它具有良好的电光性能，其电光常数甚至比通常的电光晶体还要大一个数量级；同时与电光晶体相比，它又是一种价格非常低廉的电光材料。

2.7 铁电体的相变特性

铁电体的自发极化是由于晶胞的电矩通过偶极—偶极相互作用而产生的有序排列，有序化参量就是铁电体的自发极化强度 P 。当温度升高后，晶体中离子的热运动增强，当达到某个临界温度时，电矩的有序排列被热运动摧毁，自发极

化就消失了,晶体就由低温的铁电相转变为高温的非铁电相,这一转变温度就是居里温度 T_c 。晶体由铁电相转变为非铁电相是由于晶体的结构发生改变造成的,因此是一种结构相变。

对于铁电体的相变,可以从不同的角度来诠释它。按照相变的热力学特征,铁电相变可分为一级相变和二级相变两大类,此外还有一类所谓的弛豫铁电体所具有的扩散相变。铁电体的相变可以使用热力学方法进行唯象的处理,根据德文希尔-朗道理论,相变可以用一个序参量来描写。在相变温度下,序参量不为零,在相变点以上序参量为零,而铁电相变中的序参量就是极化强度 P 。

一级相变铁电体在相变点上,序参量发生不连续变化,自发极化强度 P_s 突变到零。在相变点上,铁电相与非铁电相两相共存,此外,相变伴随着潜热和热滞现象。钛酸钡等钙钛矿结构的铁电体发生的是一级相变。

对二级相变而言,二级相变铁电体在相变点上,序参量 P 是连续变化的,自发极化强度 P_s 连续地减小到零,相变也不伴随着潜热和热滞。例如 KDP 等水溶性铁电体发生的是二级相变。

对于弛豫铁电体所发生的扩散相变,其铁电-顺电转变温度不是发生在某一固定温度下,而是发生在一定温度区域内,这种材料的自发极化强度在这一温度区域内缓慢而连续地下降到零。

如图 5.5-14 所示为这三种相变的序参量 P 与温度的关系。

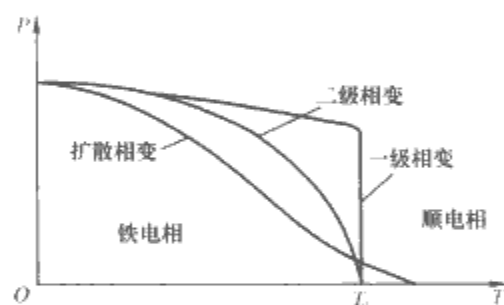


图 5.5-14 铁电体相变示意图

铁电晶体发生铁电-顺电相变时,其结构也要发生变化,按照铁电相变时的结构变化特点,铁电体可以分为许多种类,其中最常见分类法把大部分铁电体分为无序-有序型相变铁电体和位移型相变铁电体。许多水溶性的铁电体都是无序-有序型的。以磷酸二氢钾 (KDP) 为典型代表,它们的结构很复杂,斯莱特 (Slater) 认为, KDP 类铁电性是由于质子 (H^+) 的有序化造成的,质子的有序化导致了形变的 $(PO_4)^{3-}$ 中产生的偶极矩自发整齐排列,从而形成自发极化;而质子有序化的解体,也意味着铁电性的消失,晶体转化为顺电体。位移型相变铁电体更普遍一些,很多氧化物铁电体都是位移型铁电体,它们以钙钛矿型结构的钛酸钡为典型代表,现在普遍认为,钛酸钡类位移型铁电体的自发极化是由于晶胞中钛离子的位移造成的,在居里点以上,钛离子居于八面体的中心,整个晶胞的等效电矩为零,没有自发极化;但是当温度降到居里点以下时,钛离子就向着某一氧离子靠近,产生自发位移,使晶胞出现电矩,在耦合作用下这种自发位移能波及到周围晶胞中的钛离子,使它们都在同一方向发生位移,因而形成一个自发极化的小区域,即为电畴。

不管是无序-有序型还是位移型铁电体,在发生相变的时候都伴随着晶体结构对称性的变化。以钛酸钡为例,钛酸钡的居里温度为 120°C ,在居里温度以上为立方钙钛矿结构, $m3m$ 点群,具有对称中心,没有自发极化,其晶格常数 $a=b=c=4.009\text{\AA}$ ($1\text{\AA}=10^{-10}\text{m}$)。钛酸钡在居里点处发

生顺电-铁电相变,转变到四方晶系, $4mm$ 点群。晶体沿着原立方体的 $[001]$ 方向产生了自发极化,晶体沿着自发极化轴方向伸长,在垂直方向缩短。此外,钛酸钡还有可能发生多次从一种铁电相转变为另一种铁电相的铁电-铁电相变,在 $0^\circ\text{C}\pm 5^\circ\text{C}$ 处,钛酸钡由四方铁电相转变为正交铁电相,再在 $-90^\circ\text{C}\pm 9^\circ\text{C}$ 处又由正交铁电相转变为三方铁电相。这种自发极化状态发生变化的温度称为转变温度。

铁电体的相变时,其介电性能也会发生显著的变化,事实上,铁电体相变的观察通常借助于介电性能反常变化进行,许多铁电体都是通过观察到的介电反常被发现的,在铁电相变时,静态或低频电容率呈现极大值。在发生铁电相变时,电容率在很窄的温度区间出现非常尖锐的峰值,同时介电损耗达到极大值。图 5.5-15 所示为钛酸钡相变温度附近的介电性能随温度的变化曲线。

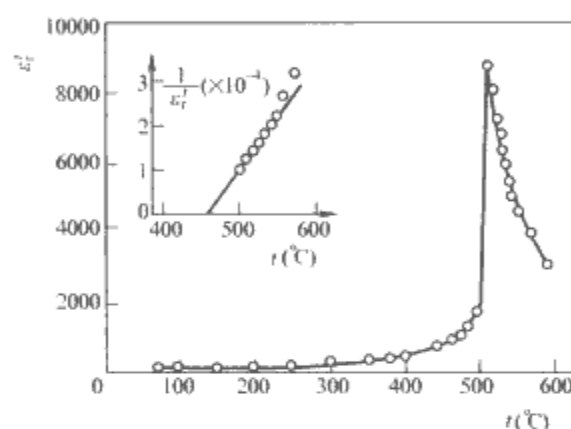


图 5.5-15 $PbTiO_3$ 单晶 c 轴电容率随温度的变化

但是另一类成分复杂的弛豫铁电体,如 $Pb(Mg_{1/3}Nb_{2/3})O_3$,却呈现出弥散性的铁电相变,其主要特征包括:首先,相变不是发生在一个温度点(居里点),而是发生在一个较大的温度区间,其电容率出现在不是尖锐的峰,而是宽而平缓的峰;其次,其电容率出现极大值的温度随测试频率的升高而升高,出现所谓的电容率的频率弥散特性。

以上讨论的是铁电体相变的一些基本特征和性质。上述铁电体相变的诱因仅仅讨论了温度,事实上,能够诱发铁电相变的物理因素还有很多,如压强、电场等,铁电相变的发生可以分别是温度、压强或电场的单独作用,也可以是这些物理因素的多场耦合。

3 铁电材料的基本应用

目前铁电材料的基本应用主要是依据该材料所特有的各种物理效应,如压电、铁电、热释电与电光效应以及高的介电常数,从而相应地发展出各种有效的器件,其中包括与压电特性相关的各种换能器、驱动元件以及传感器件,与铁电特性相关的非挥发铁电随机存储器 (FeRAM),与正电阻温度系数 (PTC) 相关的各种开关器件,与热释电效应相关的各种红外探测器件,以及具有高介电常数相关的动态随机存储器 (DRAM) 等。

3.1 压电传感器/换能器

压电效应是铁电材料的一个重要特性,根据这一效应可以将机械能转换成电能(正效应),也可将电能转换成机械能(逆效应),由此所发展的一系列压电换能器已在工业界获得了重要的应用,主要用于产生高电压、机电执行器与传感器以及声波与超声波的产生、检测与频率控制。表 5.5-4

列出了一些主要的应用。

表 5.5-4 基于压电效应的一些主要应用

| 转换类型 | 应用 | 工作模式 |
|----------------|----------|-------|
| 机—电转换 (正效应) | 加速度计 | 非谐振 |
| | 引线(武器系统) | 非谐振 |
| | 气体点火器 | 非谐振 |
| | 水听器 | 非谐振 |
| 电—机转换 (逆效应) | 执行元件 | 非谐振 |
| | 耳 机 | 非谐振 |
| | 心脏起搏器 | 非谐振 |
| | 蜂鸣器 | 非谐振 |
| | 超声波发生器 | 谐振 |
| 机—电—机转换 | 声表面波器件 | 通常非谐振 |
| | 延迟线 | 谐振 |
| | 滤波器 | 谐振 |
| | 振荡器 | 谐振 |
| | 变压器 | 谐振 |

传统上，这些器件的制造采用切割-黏结的方法，对于多层器件中的薄片材料一般采用流延工艺进行制备。而近年来发展起来的一些微型器件则采用与微机电系统工艺兼容的薄膜工艺与加工技术进行器件集成。图 5.5-16 所示为压电器件所采用的基本结构。其中一类是简单的器件结构，该结构直接利用铁电压电陶瓷片在外加电场作用下所诱导纵向或横向应变，如圆盘与多层陶瓷器件利用纵向应变，空心圆柱状与蜂窝状结构则利用横向应变，其中多层陶瓷常采用流延技术进行制造。而另一些复杂结构并不直接利用所诱导的应变，它们通过一些机构的设计将所产生的应变放大，如单层压电晶片结构（unimorph）、双层压电晶片结构（bimorph）、

Moonie 结构等。前两者为一块或两块陶瓷板与弹性薄片相黏合从而产生弯曲变形，Moonie 结构为压电陶瓷片与两个具有“月形”空腔的金属片黏结而成，可产生较大的形变与驱动力。以下列举了一些代表性的应用。

高电压发生器：高电压发生器是一种简单的铁电应用器件，所涉及的主要材料参数是 d_{33} 、 g_{33} 、 ϵ_{33}^X 、 ϵ_{33}^T 和 k_{33} 。其基本单元是由涂有电极、已极化的铁电圆柱体构成，但通常该器件由多个极化的铁电圆柱体陶瓷背对背叠加黏结以实现电压的叠加，从而产生更高的电压输出。图 5.5-17 所示为由两个已极化的铁电圆柱体陶瓷背对背黏结的气体点火器。其电弧的产生过程可由电压产生与能量释放两个阶段组成。首先，压力 F 加在面积为 A 、长度为 L 的铁电圆柱体上并产生高电压输出，此时该铁电圆柱体的电极处于开路状态，所产生的电压 U 为

$$U=g_{33}\frac{FL}{A} \tag{5.5-8}$$

随着高压放电的发生进入能量释放阶段，并由于电压的降低电极由开路状态向短路状态转变，其中释放的总能量 w_T 为

$$w_T=\frac{1}{2}d_{33}g_{33}\frac{F^2L}{A} \tag{5.5-9}$$

压电变压器：压电变压器从工作原理上是驱动器与传感器的结合，其输入到压电陶瓷片的电振动能量通过逆压电效应转换成机械振动能，再通过正压电效应转换成电能，在能量的这两次转换中实现阻抗变换，从而在压电陶瓷片的谐振频率上获得高的电压输出。

与传统电磁变压器相比，压电变压器具有体积小、质量轻、无电磁噪声、高升压比、高能量密度、高效率等优异性能，特别适应电子电路的集成化、片式化发展趋势。其最典型的应用是用来驱动液晶显示器背景光的冷阴极管，以及作为直流变压器。此外，压电变压器也已广泛应用于笔记本电脑、数码相机、掌上电脑、移动电话、传真机、复印机等电

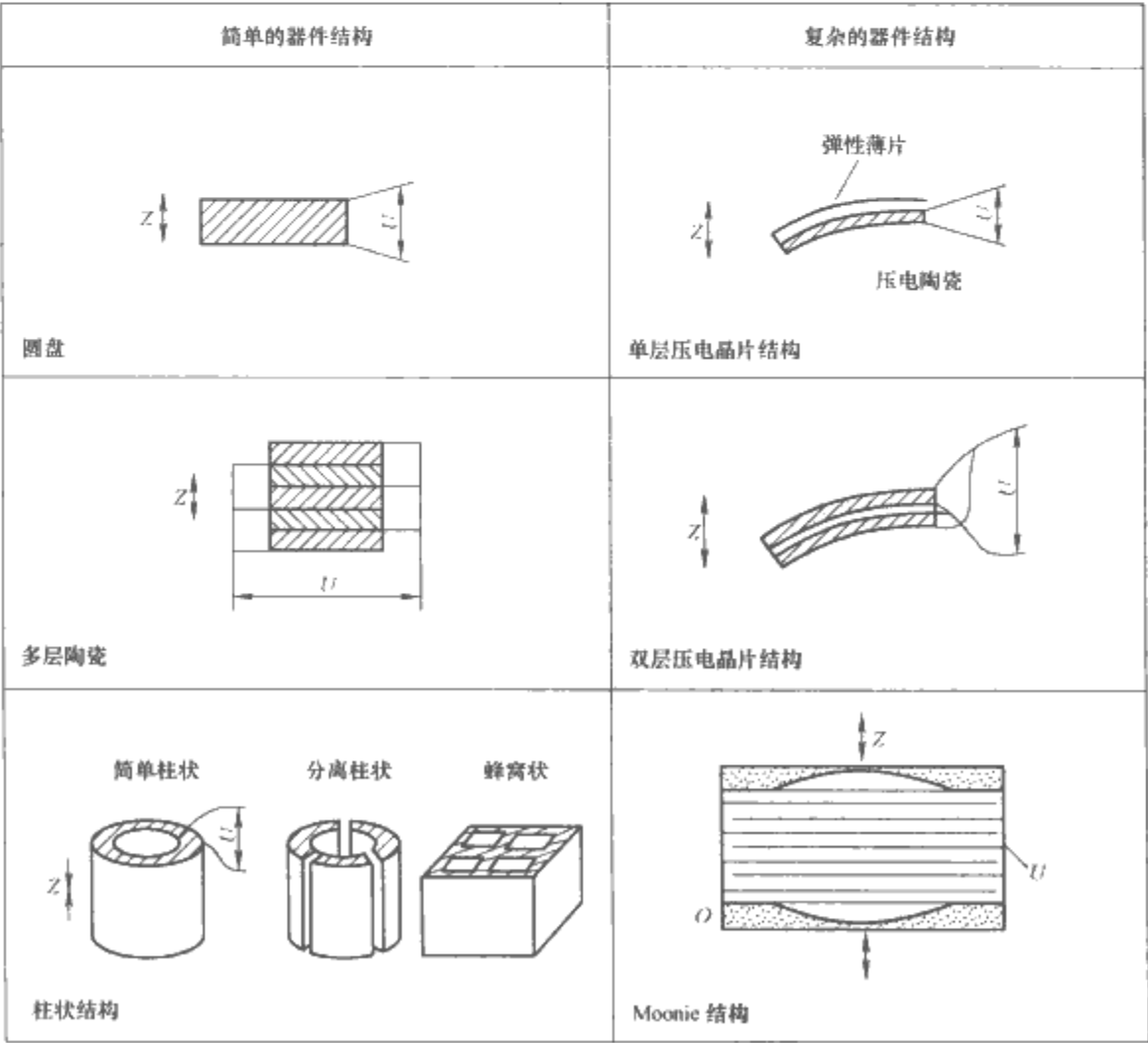


图 5.5-16 铁电压电器件的基本结构

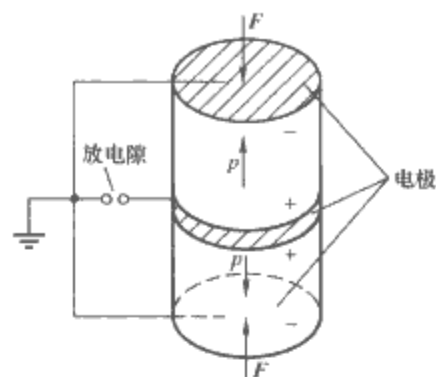


图 5.5-17 气体点火花器结构原理图

子信息类产品。

压电变压器的形式多种多样，最为典型的是 Rosen 型压电陶瓷升压变压器，如图 5.5-18(a)所示。该器件为长条形结构，分为两部分，左边为驱动部分，上下两面涂敷电极，沿厚度方向极化；右边为发电部分，右边也有电极，沿长度方向极化。当交变电压加到驱动部分时，其间发生纵向振动，通过逆压电效应和压电效应在发电部分产生高压，其空载的变压比为

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{4}{\pi^2} K_{31} K_{33} Q_m \frac{l}{t} \quad (5.5-10)$$

式中： $\frac{U_{out}}{U_{in}}$ 为空载时输出电压与输入电压的比值； K_{31} 和 K_{33} 为材料的机电耦合系数； l 与 t 分别为变压器发电部分的长度与厚度。

从 20 世纪 80 年代起，发展了多层压电变压器以增大变压比，如图 5.5-18(b)所示。此外，压电变压器还可设计为降压变压器，它为叠层结构，以厚度振动模式工作在较高频率，其变压比由输入部分与输出部分单层间的厚度比决定。

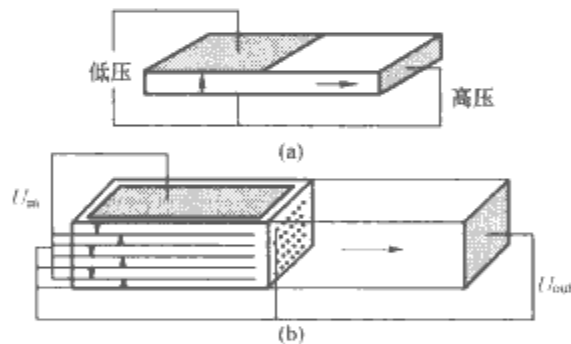


图 5.5-18 压电变压器结构原理图

(a) Rosen 型压电陶瓷升压变压器；(b) 多层压电变压器

制作压电变压器的材料包括从 $BaTiO_3$ 到 PZT 和以 PZT 为基础的三元系、四元系压电陶瓷材料，要求具有较高的径向耦合系数 k_p 、机械品质因数 Q_m ，低的介电损耗，压电、介电、弹性等性能参数具有较好的频率、温度、时间稳定性。在三元系的压电陶瓷材料中，常见的材料由铌镁锆钛酸铅系 $[xPb(Mg_{1/3}Nb_{2/3})O_3 - yPbTiO_3 - zPbZrO_3]$ 、铌钨锆钛酸铅系 $[xPb(W_{1/3}Nb_{2/3})O_3 - yPbTiO_3 - zPbZrO_3]$ 、铌锰锆钛酸铅系 $[xPb(Mn_{1/3}Nb_{2/3})O_3 - yPbTiO_3 - zPbZrO_3]$ 和铌钨锆钛酸铅系 $[xPb(W_{1/3}Sb_{2/3})O_3 - yPbTiO_3 - zPbZrO_3]$ ，其中铌镁锆钛酸铅系材料具有高 k_p 、高介电常数、较大的 Q_m 和较好的稳定性；铌钨锆钛酸铅系材料的特点是稳定性好、致密度高、绝缘性能和压电性能优良，具有高的 k_p 和 Q_m 、低介电损耗；铌锰锆钛酸铅系材料的压电性能受机械应力和电负载的影响小；铌钨锆钛酸铅系材料的特点是 k_p 和 Q_m 都很高，谐振频率的时间和温度稳定性好。在此基础上又发展了四元系材料，其特点为具有高的 k_p 、

Q_m 、 ϵ 、矫顽场 E_c 和机械强度，低损耗，稳定性和工艺性好的优点。

压电超声电动机：压电超声电动机是由 1973 年 IBM 公司的 H. V. Barth 提出的一种基于压电陶瓷的逆压电效应及其超声波振动实现驱动的新型驱动器，具有低速下大力矩输出、功率密度高、响应速度快、无源自锁、无电磁干扰、控制精度高、控制灵活等特点。理论计算表明，压电微电动机的力矩比静电微电动机高 3~4 个量级，比电磁微电动机高 1~2 个量级。特别是它独有的高功率密度，使其非常适合电动机小型化的发展要求。

压电超声电动机的基本结构由高频电源、压电振子以及滑块组成，如图 5.5-19 所示。根据其运动模式的不同可以分为旋转电动机和线性电动机两种，而根据其振动方式则可分为驻波超声电动机和行波超声电动机。驻波超声电动机的特点是根据压电陶瓷的极化方向，在定子中激励起单纯驻波模式，定子中质点做直线往复振动，相对驻波的位置不同，依据定子齿形成左斜向上或右斜向上的振动，定子齿表面与转子形成摩擦碰撞，推动转子作单向运动。行波超声电动机的特点是定子中传播行波，定子齿表面质点做椭圆运动，定、转子间的接触是平稳连续的，电动机具有输出特性稳定、精密运动、易于控制、工作性能好等优点。如佳能公司 EOS 相机的自动调焦系统中很早就使用了圆环形行波电动机和短柱形行波超声电动机。图 5.5-20 所示为一旋转超声电动机的原理图。滑块的转动由压电执行器的表面声波驱动，该声波由表面的纵向和剪切运动组成，在其表面水平运动分量的作用下，滑块在接触表面受到与声波传播方向相反的力，由此滑块被驱动而发生转动。

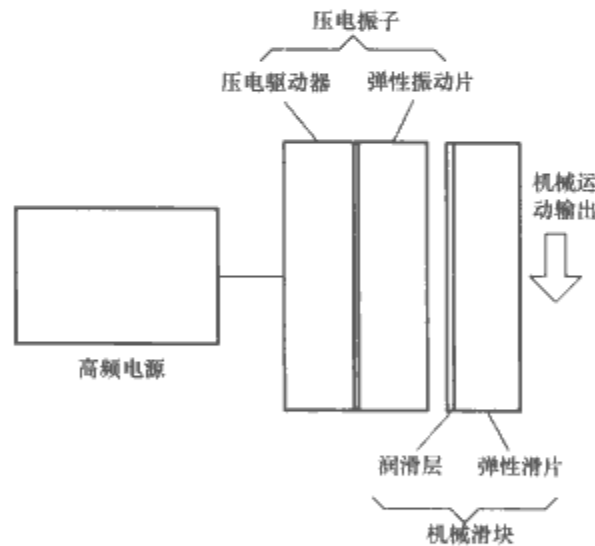


图 5.5-19 压电超声电动机的基本结构图

在超声电动机中，其核心部件是压电陶瓷换能器，对于工作在谐振状态的超声电动机来说，要求压电陶瓷材料具有高 Q_m 和较小的 $\tan\delta$ 以提高器件的效率和降低发热；具有尽可能大的 k_p 和 d_{33} ，以实现低电压驱动和大输出力矩。此外，宽响应频率、高居里点、良好的时间和温度稳定性也是它高效工作的需要。超声电动机的制备基本上采用大功率压电陶瓷材料，如 PZT-4、PZT-8、PCM-5、PCM-80、PCM-88，这几种材料的压电介电性能如表 5.5-5 所示。

表 5.5-5 几种材料的压电介电性能

| 材料型号 | d_{33} (pC/N) | k_p | ϵ_r | Q_m | $\tan\delta$ |
|-------|--------------------|-------|--------------|-------|--------------|
| PZT-4 | 260 | 0.58 | 1000 | 500 | 0.005 |
| PZT-5 | 450 | 0.60 | 1700 | 50 | 0.02 |
| PZT-8 | 250 | 0.51 | 1000 | 1200 | 0.013 |
| PCM-5 | -170(d_{31}) | 0.62 | 1650 | 75 | 0.014 2 |

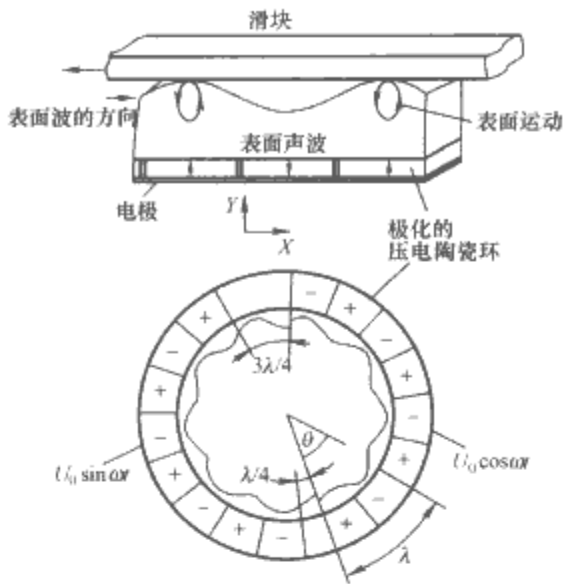


图 5.5-20 旋转超声电动机工作原理图

超声发生器：铁电压电陶瓷可作为换能器产生高功率超声波，其相应的工业应用背景是超声波清洗，工作频率在 20~50kHz 范围内。图 5.5-21 所示为典型的高功率超声发生器的结构原理图。选用硬性掺杂，具有高品质因数 Q_m 和低介电损耗 $\tan\delta$ 的 PZT 陶瓷圆环作为换能元件，该陶瓷元件在螺栓的约束下受到 25MPa 左右的压应力，器件的长度 L 为谐振频率的半波长，其金属外表面的运动幅度为

$$q = \frac{\rho_c v_c A_c}{\rho_m v_m A_m} \quad (5.5-11)$$

式中： ρ_c 、 ρ_m 、 v_c 、 v_m 和 A_c 、 A_m 分别为陶瓷与金属的密度、声速和截面积。

为了将所产生的能量有效地传递到介质中，需要在金属表面固定一层声阻抗介于表面金属与介质之间、厚度为四分之一波长的声阻抗匹配层。

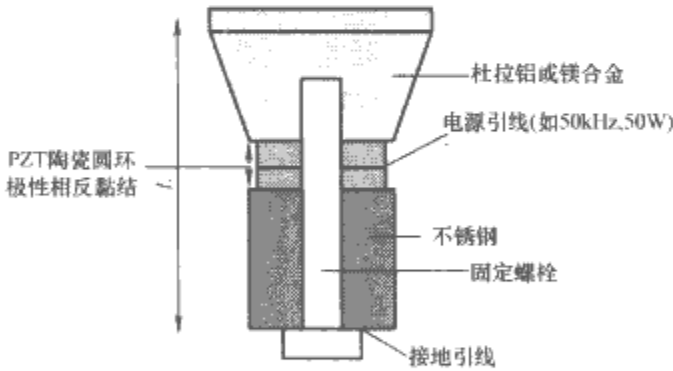


图 5.5-21 高功率超声发生器的结构原理图

惯性传感器：铁电压电陶瓷可以设计为惯性传感器以感知物体的运动，从而应用于加速度与角速度的检测，在汽车、智能武器、机器控制、机器人以及导航等方面有着广泛的应用。以加速度传感器为例，原理上，感知运动的质量块产生一力作用于已极化的铁电压电陶瓷上，由此在压电陶瓷上产生相应的应力应变，并导致可测量的电压信号输出。图 5.5-22 所示为一剪切模式加速度传感器的结构原理图。其

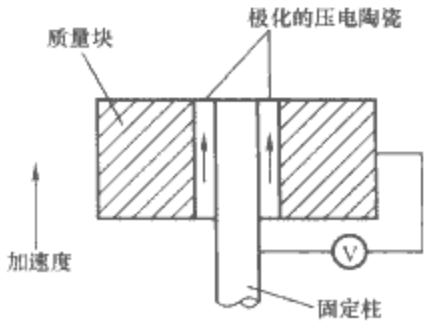


图 5.5-22 剪切模式压电加速度传感器结构原理图

核心部件为一沿轴向极化的铁电压电陶瓷空心圆柱，圆柱内外表面涂有电极以输出电信号，当有加速度作用于压电圆柱体的轴向时，则由于剪切应变而产生电压信号输出。目前随着微加工技术的发展，压电惯性传感器正在向微型化、集成化的 MEMS 器件发展，其器件的结构也呈现多样化，如带有微质量块的微悬臂梁、微桥等结构用于加速度的检测。

压电开关：基于压电效应的开关是具有快速响应的新型电力开关，与传统上由电磁铁驱动的机械开关相比，具有低能耗、无热量产生、无噪声、响应速度快、小型化等优点。最早提出的压电开关结构由双压电晶片与弹簧片组成，两者结合组成一机械双稳态自锁结构，如图 5.5-23 所示。在该结构中，双压电晶片的作用只是在这双稳态之间触发切换，在动作完成后可完全保持开关状态，并不需要额外的能量供给。日本欧姆龙公司基于双压电晶片的结构已开发了相应的开关产品，其开关的操作距离仅为数十微米，响应速度低于 5ms。NEC 公司采用铰链结构也开发了多层压电陶瓷驱动的电力开关，与双压电晶片结构相比，其具有更长的寿命以及更快的响应速度。

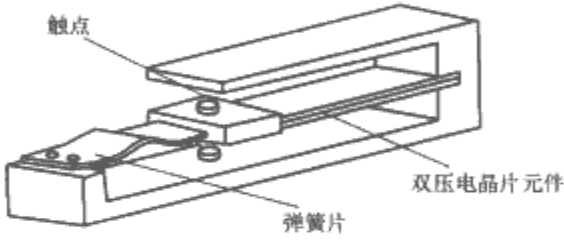


图 5.5-23 基于双压电晶片的压电开关结构原理图

3.2 铁电存储器

非挥发铁电随机存储器 (FeRAM) 是铁电材料在半导体存储技术中的一个重要应用。它基于铁电材料所特有的、由自发极化定向排列组成的铁电畴，其存储功能的实现依赖于铁电材料铁电畴的翻转。它主要由铁电电容与场效应晶体管组成，其中晶体管开关的引入可隔离与选址脉冲无关的信号，而铁电薄膜材料不仅仅是作为一个电容器（见图 5.5-24）同时其自身也是一个二进制的存储元件，在断电状态下仍能保持所存储信息。此外该器件还具有快的读写速度 ($<30\text{ns}$) 和高的读写次数 ($>10^{13}$)。早期 FeRAM 的每个单元采用两个铁电薄膜电容与两个场效应晶体管，即“双管双容”结构 (2T2C)。2001 年 Ramtron 公司设计开发了更为先进的 1T1C 结构，基本工作原理如图 5.5-25 所示。由于 1T1C 的 FeRAM 所有数据位使用同一个参考位，而不是对于每一数据位使用各自独立的参考位，因此 1T1C 的 FeRAM 产品成本更低，而且容量更大。FeRAM 的关键材料是 $\text{PbZr}_{1-x}\text{Ti}_x\text{O}_3$ (简称 PZT，其中 x 值在 0.6 附近) 和 $\text{SrBi}_2\text{Ta}_2\text{O}_9$ (简称 SBT) 铁电薄膜，薄膜的抗疲劳特性是在存储应用中的重要

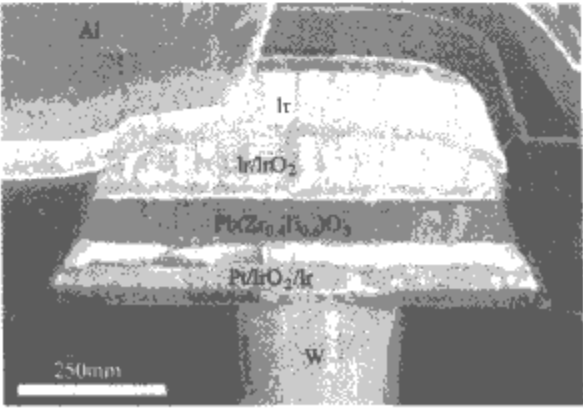


图 5.5-24 PZT 材料制作的 FeRAM 的 SEM 照片

指标。与 FeRAM 相对应,铁电薄膜材料在存储技术中另一个应用为动态存储器(DRAM),该器件是利用铁电材料所特有的高介电常数。在动态存储器中,具有高介电常数的顺电相铁电材料作为薄膜电容,典型的材料有 SrTiO_3 (介电常数为 200 左右)和 $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$ (简称 BST,通常 $x=0.7$,相应的介电常数为 300 左右)薄膜。其工作原理如图 5.5-26 所示。存储单元的状态由电流脉冲紧接着的寻址电压脉冲完成。与通常基于硅技术的 DRAM 器件相比,铁电 DRAM 由于其高介电常数,可有效地减小存储单元的尺寸,提高动态存储器的存储密度。

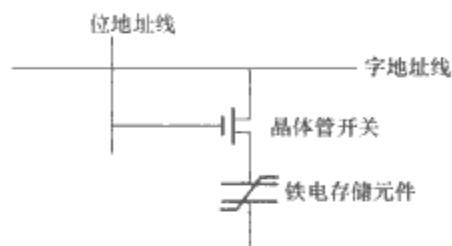


图 5.5-25 FeRAM 的基本工作原理图

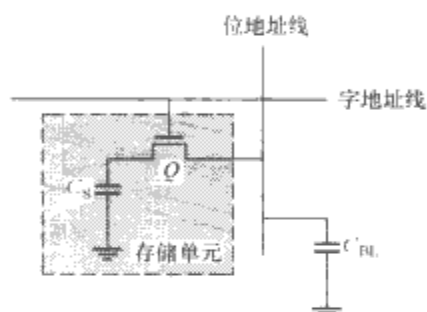


图 5.5-26 DRAM 的基本工作原理图

3.3 电力开关器件

PTC 开关热敏电阻是基于某些铁电材料在其居里点附近所发生的电阻率快速增加现象工作的,如图 5.5-27 所示。所涉及的材料主要是掺有某些稀土金属的 BaTiO_3 陶瓷。例如 BaTiO_3 陶瓷中掺入 0.127 mol% 的 Mn 可使其电阻率在居里点 100°C 的附近增加近百万倍。根据这一特性,在电力控制上可作为负载保护开关,并具有广泛的应用,如大型电动机的启动电路元件。它在电动机启动时电阻急剧升高,将激励电流分流到电动机的运转绕组上。此外,PTC 热敏电阻还应用于电池的过电荷保护器件以及过热、过流和超功率负载保护器件,与电磁继电器和机械开关相比它无机械磨损,不受振动、尘埃等环境因素的影响。

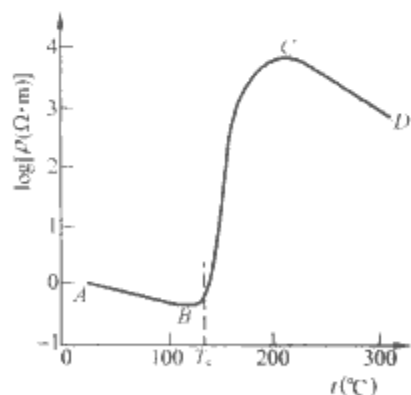


图 5.5-27 PTC 热敏材料的典型温度电阻特性

PTC 热敏电阻开关器件的参数有开关温度(即居里温度)、基态电阻(即室温下的电阻)和关断态电阻(即高于居里温度约 5°C 的电阻)。这三个参数可以通过对材料组分的选择和电阻形状的设计加以控制。目前商业化的产品中,开关温度可在 $0\sim 140^\circ\text{C}$ 之间,基态电阻的范围为 $10\sim 5000\Omega$,关态电阻对基态电阻的比值可在 $100:1\sim 100\,000:1$ 选择。

3.4 热释电器件

热释电红外探测器利用铁电材料的热释电特性对红外光辐射进行检测,从而应用于热成像或报警等。与其他热电机件不同,铁电热释电红外探测器所响应的是温度随时间的变化率而非温度值本身,其工作过程并不需要建立热平衡,而是通过采用斩波、脉冲等形式调制辐射源,对不随时间变化的稳定背景红外辐射以及环境噪声不敏感。其特点是无制冷要求,可在室温下工作,光谱响应范围取决于表面吸收层的特性,可覆盖红外到毫米波的范围,响应速度快,探测效率较高。

已商业化的非制冷焦平面红外探测系统主要采用混合式铁电探测阵列,技术上由英国的 GEC Marconi 公司和美国的 TI 公司两家公司主导。器件的制作采用铁电陶瓷片,经研磨减薄抛光至 $25\mu\text{m}$ 后进行刻蚀网格化形成阵列,并与硅半导体芯片互连而组成器件,如图 5.5-28 所示。此外,随着微机械加工技术(MEMS)在器件加工过程的应用,出现了以铁电薄膜材料为主体的单片式非制冷焦平面红外探测器件,其像元采用如隔膜或微桥等与衬底镂空的结构,或者是沉积在热导率低的氮化硅、碳化硅材料或绝热的多孔二氧化硅材料上。该器件由于像元体积比热小,灵敏度高,响应速度快,易与半导体技术兼容,可显著提高器件的集成度,性价比高。

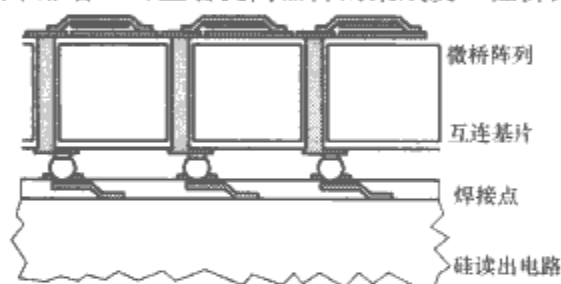


图 5.5-28 混合式铁电非制冷焦平面红外探测阵列原理结构图

非制冷焦平面红外探测的核心材料为 PZT、BST 等,其性能的要求主要取决于其热释电系数 γ 以及几个响应的优值(FOM)。热释电系数为

$$\gamma = \frac{dP_s}{dT} \quad (5.5-12)$$

电流响应率优值为

$$F_I = \frac{\gamma}{C_V} \quad (5.5-13)$$

电压响应率优值为

$$F_V = \frac{\gamma}{\frac{C_V}{\epsilon_r}} \quad (5.5-14)$$

探测率优值为

$$F_D = \frac{\gamma}{C_V \sqrt{\epsilon \tan \delta}} \quad (5.5-15)$$

式中: C_V 为热释电探测材料体积比热; ϵ 为介电常数; $\tan \delta$ 为介电损耗。

因此要求材料具有较大的热释电系数,较低的介电常数、介电损耗和体积比热。但对于采用 MEMS 技术的高密度探测器件而言,由于其敏感元的面积小于 $80\mu\text{m} \times 80\mu\text{m}$,其介电常数必须与读出电路相匹配。

4 铁电材料的其他应用

4.1 铁电阴极

铁电阴极是通过脉冲电压或者脉冲激光作用从铁电材料

表面激发电子的一种冷阴极(见图 5.5-29)。根据铁电阴极发射电子流密度的大小,铁电材料有“弱”电子发射和“强”电子发射两种现象。“弱”电子发射的电流密度在 10^{-7} A/cm^2 以下,“强”电子发射的电流密度在 10 A/cm^2 以上。很早以前,人们就观察到铁电材料在热电效应和压电效应中发射出微弱的电子流(见图 5.5-30)。1989 年,欧洲原子核研究委员会(CERN)的 Riege 和 Gundel 报道 PLZT 陶瓷在高压脉冲作用下发射出强的电子流,电流密度达到 10^2 A/cm^2 (见图 5.5-31)。关于铁电材料的“弱”电子发射的机制,人们认为是由于铁电材料中的宏观极化强度突然反转或消失引起电极表面补偿的自由电荷失去电平衡而被发射到真空中(见图 5.5-32)。关于铁电阴极“强”发射电子流的机制目前还没有统一的意见,有极化强度快速反转学说,铁电材料、金属电极和真空“三接点”处场致发射和表面等离子气体增强学说等(见图 5.5-33)。

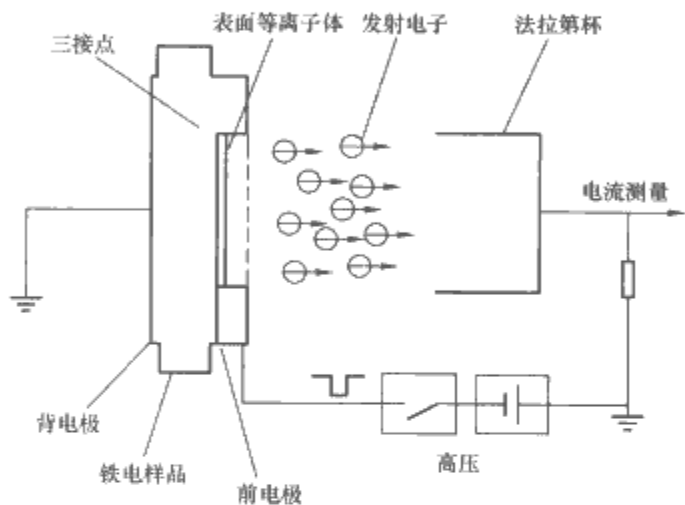


图 5.5-29 铁电阴极发射电子示意图

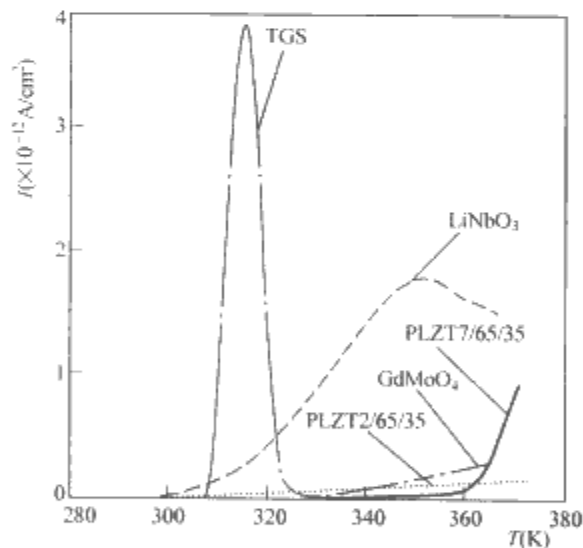


图 5.5-30 典型铁电材料的“弱”发射电子流

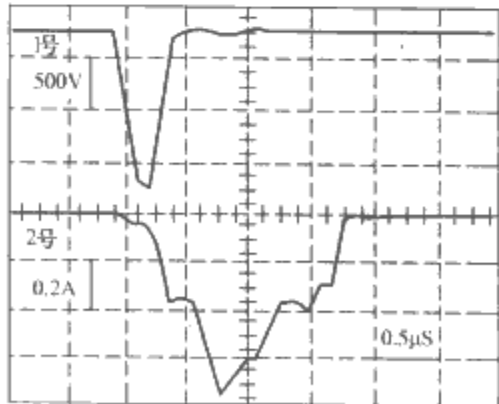


图 5.5-31 铁电阴极的“强”发射电子流

图 5.5-29 所示为铁电阴极发射电子示意图。在激励电压的作用下,铁电阴极栅电极上露裸的陶瓷表面发射出电子

流,电子流在偏置直流电压引导下定向运动,通过法拉第筒收集电子流。

图 5.5-31 所示为铁电阴极的“强”发射电子流:施加的激发电压(上曲线)和发射电流(下曲线)。

图 5.5-32 所示的铁电阴极极化反转发射电子说明:①未加激励电压之前,铁电体的剩余极化强度被表面自由电荷补偿屏蔽,处于电平衡状态;②施加激励电压后(与剩余极化强度反向),铁电体的极化强度沿外电场方向重新排列,表面补偿的自由电荷失去电平衡,被新建的电场(由极化强度和外加电场叠加形成的总电场)排斥到真空中。

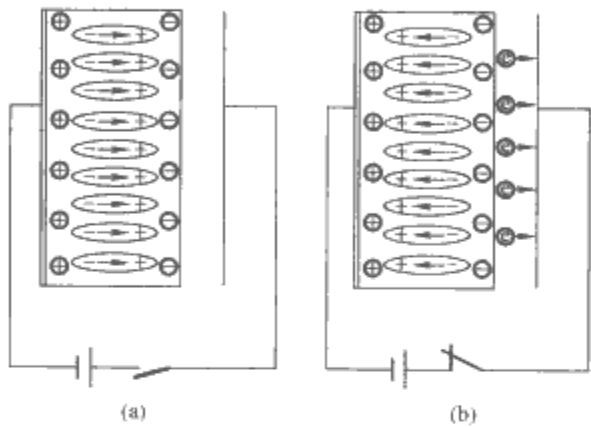


图 5.5-32 铁电阴极极化反转发射电子
(a)未加激励电压;(b)施加激励电压

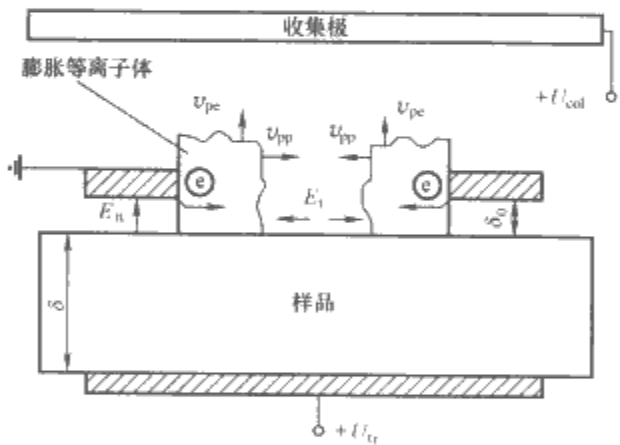


图 5.5-33 “强”发射电子流的机制

图 5.5-33 所示为“强”发射电子流的可能机制:金属电极、陶瓷和真空三接点处的电场强度切向分量 E_t 产生表面等离子体,等离子体膨胀速率为 v_0 。

与热电子发射技术比较,铁电阴极可以在室温条件发射电子而不需要加热。铁电阴极的抗污染能力强,不怕“中毒”,使用寿命长。因为铁电阴极可以制成大电流的电子发射源,在强流电子枪和高功率微波管中获得应用。另外,铁电阴极的电子发射可以进行控制,作为高压大电流气体开关的主动触发极。铁电阴极可以制成大面积的电子发射阵列,在平面显示技术中有望获得应用。

4.2 爆电换能电源

体积小、输出能量高的高压脉冲电源是电源领域长期寻求的技术。铁电材料研制出来以后,很快在小型化高压脉冲电源方面获得应用。然而,铁电材料在利用压电效应做机电能量转换中只有很少一部分能量被转换,输出的电压和电荷量小不能满足技术的发展要求。理论上,如果施加的压力足够高以至能够迫使铁电体发生相变将所储存的电极化能量全部释放出来,就可以指望获得更高的电能。

为了实现这一目标，一种可行的解决方案是利用反铁电材料的相变特性。反铁电体可以通过电极化处理转变成储存有电能量的铁电体，使用时通过施加一个比较小的压力就可以迫使铁电体回复成反铁电体，在这个相变过程中释放出所储存的全部电能形成一个电量的脉冲。

在铁电体中，离子位移极化产生的电偶极子沿着相同方向排列，在材料内部形成一个净的宏观极化强度，见图 5.5-34(b)；而在反铁电体中虽然也有离子位移极化，但是由于相邻子晶格上离子位移极化产生的电偶极子是反方向排列的，总的极化强度等于零，见图 5.5-34(a)。

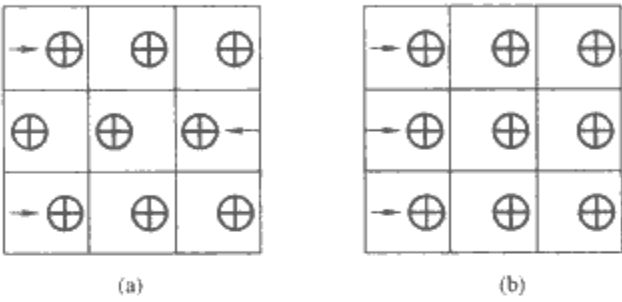


图 5.5-34 铁电体和反铁电体中离子自发
电偶极子排列方式示意图
(a)反铁电体；(b)铁电体

由于反铁电体的自由能与铁电体的自由能接近，通过施加一个足够大的电场可以把反铁电体中的电偶极子扭转到外电场方向，使所有的电偶极子一致取向成为铁电体，见图 5.5-35。反之，通过加压力可以使亚稳定的铁电体恢复成反铁电体，见图 5.5-36。在这个相变过程中铁电体将释放出所储存的全部电极化能量，同时还伴随着晶体体积的巨大收缩。由于全部电能被释放出来，而且相变进行时间很快，这样对外界就可以输出一个大电量的电脉冲。因为电场诱导反铁电体转变成的铁电体处于亚稳定状态，就可以用比较小的压力迫使铁电体回复到反铁电体实现机电换能，从而大大地降低相变压力。

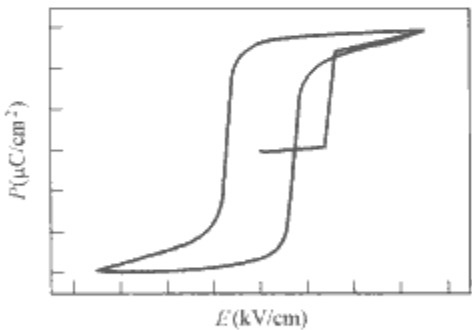


图 5.5-35 反铁电体的极化强度 P
随电场强度 E 变化关系曲线示意图

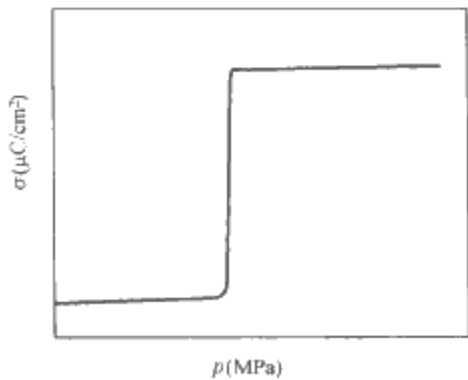


图 5.5-36 等静压力诱导铁电体向反铁电体
转变的电荷释放曲线示意图

在爆电换能工作方式中，采用炸药爆炸产生的冲击波或高速投掷物作用在材料上迫使储存有电极化能量的铁电相迅速转变成反铁电相释放出电能。冲击波的加载方式通常有两种模式(见图 5.5-37)：①冲击波传播方向与电极化方向(或电极面)平行的，称作轴向模式；②冲击波传播方向与电极化方向(或电极面)垂直的，称作垂直模式。

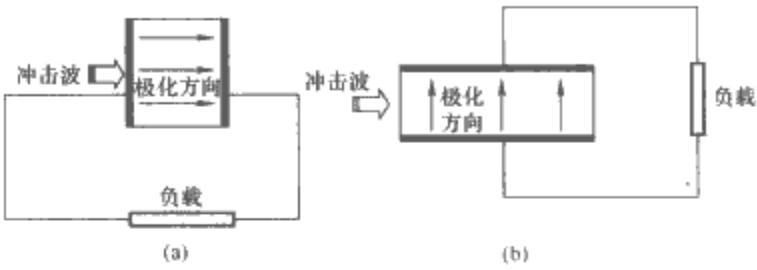


图 5.5-37 爆电换能工作模式原理示意图
(a) 轴向模式；(b) 垂直模式

冲击波在材料中传播时会把波前到达区域的铁电相转变成反铁电相，在这个过程中流经外部负载电阻 R 上的电荷量为

$$q(t) = P_r A \left(\frac{RC}{\tau} \right) (1 - e^{-t/RC}) \quad 0 \leq t \leq \tau \tag{5.5-16}$$

$$q(t) = P_r A \left(\frac{RC}{\tau} \right) (e^{t/RC} - 1) e^{-t/RC} \quad t > \tau \tag{5.5-17}$$

通过负载电阻 R 上的电流可以表示为

$$i(t) = \frac{q(t)}{RC} \tag{5.5-18}$$

式中： R 为负载电阻； C 为材料的电容； τ 为平面波波前在材料中传播的时间。

在短路条件下，电流强度可以近似地表示为

$$i(t) \approx \frac{P_r A}{\tau} \tag{5.5-19}$$

因为材料的电容很小，在负载电阻不是很高情况下，可以看成满足短路条件。这时，流经电阻的电流是一个大小不变的稳恒电流，形成一个宽度大致为 τ 的方型电脉冲。

负载电阻上的电压为

$$U = I \times R \approx \frac{P_r A}{\tau} R \tag{5.5-20}$$

输出功率为

$$P = I^2 R \approx \left(\frac{P_r A}{\tau} \right)^2 R \tag{5.5-21}$$

爆电换能的输出特性，如电流强度、电功率、脉冲宽度等与材料的性能、几何形状和尺寸以及加压模式等有关。电流强度与材料的剩余极化强度和电极面积成正比，与冲击波传播时间成反比关系。通过改变材料的形状尺寸可以调整输出波形；在材料形状尺寸不变的条件下，提高压力在材料中的传播速度、缩短传播时间会产生一个幅值更高、时间更短的电脉冲；另外，增大负载电阻可以提高输出电压和输出功率。爆炸冲击波在反铁电陶瓷材料中的传播速度约为 3500m/s，穿过 1cm 厚材料的时间约为 2.8×10^{-6} s，产生的电脉冲是一个脉冲宽度是微秒量级的方型波。因此，爆电换能反铁电材料适用于高电压、瞬间功率大的一次性脉冲电源使用场合。

4.3 反铁电电容器

按照电介质理论，单位体积电介质的储能密度 $W = \int_0^E E dD$ ，其中 D 为电位移； E 是电场强度。

在线性电介质材料中，因为 $dD = \epsilon_0 \epsilon_r dE$ ，相对介电系数 ϵ_r 是一个常数，电容器的储能密度可以写成 $W = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_r E^2$ ，或者 $W = \frac{1}{2} DE$ 。对于非线性电介质，因为 ϵ_r 随电场强度 E 改变，电容器的储能密度 $W = \int_0^E E dD$ 不能写成一个简单的表达式。如果我们能够对材料的电位移 D 和电场强度 E 的关系做出合适的调节使其具有矩形的特性，使 $W = DE$ ，那么储能密度成倍地增加(见图 5.5-39)。反铁电材料就是这样一种非线性介电材料。

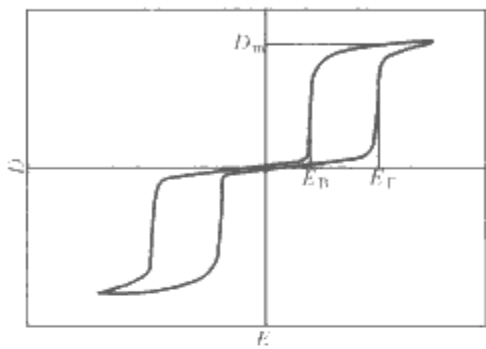


图 5.5-38 反铁电材料的电位移 D —
电场强度 E 关系曲线

图 5.5-38 反铁电材料的电位移—电场强度关系曲线。其中 E_F 是诱导反铁电相转变成铁电相的正向转换电场强度， E_B 是铁电相转变成反铁电相的反向转换电场强度，电滞宽度 $\Delta E = E_F - E_B$ ， D_m 是转变成的铁电相的电位移。

反铁电材料具有电场诱导相变特性。在外加电场作用下反铁电相可以转变成极化强度取向一致的亚稳铁电相，在这个过程中储存电能；当外加电场撤除时，亚稳铁电相将自发地回复成没有极化强度的反铁电相释放出电能。反铁电材料的 $D-E$ 关系具有双电滞回线的特点。根据反铁电材料的 $E-D$ 关系曲线，单位体积反铁电材料储存的电能量密度近似地可以表示成 $W_S \approx P_m E_F$ (见图 5.5-39)，其中 E_F 是诱导反铁电相转变成铁电相的正向转换电场强度， P_m 是转变成的铁电相的极化强度。释放出的电能量密度约为 $W_D \approx P_m E_B$ ，其中 E_B 是亚稳铁电相转变成反铁电相的反向转换电场强度。在反铁电—铁电—反铁电转变的一周循环过程中，由于电滞损耗在材料内部的电能量约为 $\Delta W_D \approx P_m (E_F - E_B)$ 。为了提高电容器的储能密度和降低电滞损耗，需要提高反铁电材料的正向转换电场，同时减小电滞宽度。

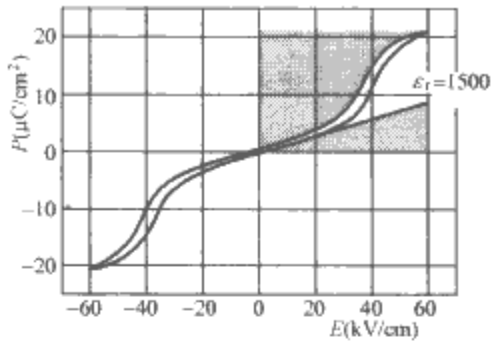


图 5.5-39 反铁电和线性电介质储能密度的比较示意图
(阴影区域是能够释放的电能量密度)

反铁电电容器具有储能密度高、放电速度快的特点，适合作为高压放电电容器。另外，利用反铁电介电非线性特点，可以做成脉冲电压调节器，在不改变脉冲电压的上升前沿的同时平抑脉冲电压的过冲峰(见图 5.5-40)。

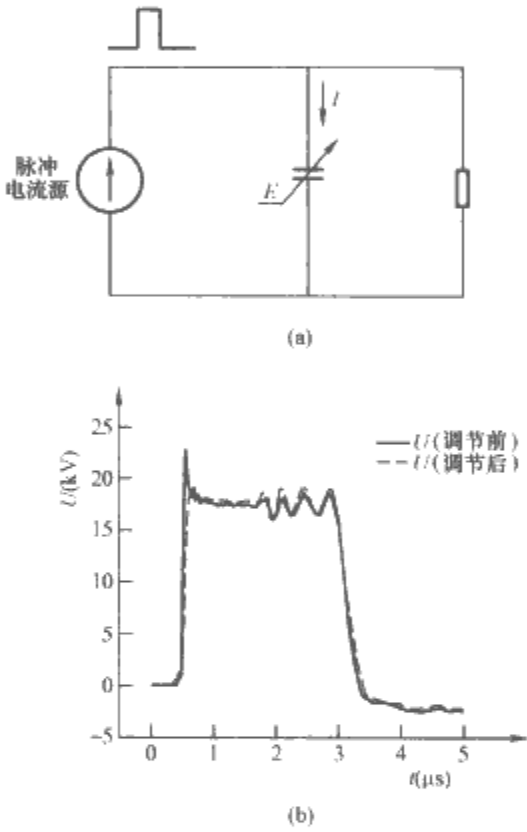


图 5.5-40 反铁电脉冲电压调节器
(a)反铁电调节器的工作电路示意图；
(b)调节前(实线)和调节后(虚线)的
脉冲电压波形

参 考 文 献

- [1] 金维芳. 电介质物理学. 北京: 机械工业出版社, 1997.
- [2] 陈季丹, 刘子玉. 电介质物理学. 北京: 机械工业出版社, 1982.
- [3] 孟中岩, 姚熹, 等. 电介质理论基础. 北京: 国防工业出版社, 1980.
- [4] (日)日野太郎. 电气材料的物理基础. 王力衡, 王友功, 译. 西安: 西安交通大学出版社, 1988.
- [5] 邱昌容, 曹晓珑. 电气绝缘测试技术. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [6] 李盛涛, 郑晓泉. 聚合物电树枝化. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [7] Ying Li, M. Yasudo, T. Takada. Pulsed electro-acoustic method for measurement of charge accumulation in solid dielectrics. *IEEE Trans on Dielect. and El. Ins.*, 1(2), April 1994.
- [8] R. Liu, T. Takada. Pulsed electro-acoustic method for measurement of space charge under both DC and AC electric fields. *J. Phys. D: Appl. Phys.* 26, 1993.
- [9] Takada T. Acoustic and optical methods for measuring electric charge distributions in dielectrics [C]. *CEIDP* 1999, Austin: OMNIPRESS, 1999: 1-14.
- [10] 薛增泉, 维民. 纳米电子学. 北京: 电子工业出版社, 2003.
- [11] 南策文. 非均质材料物理—显微结构—性能关联. 北京: 科学出版社, 2005.
- [12] 张立德, 牟季美. 纳米材料和纳米结构. 北京: 科学出版社, 2001.
- [13] 阎守胜, 甘子钊. 介观物理. 北京: 北京大学出版社, 1995.
- [14] 冯端, 金国钧. 凝聚态物理学. 北京: 高等教育出版社, 2002.
- [15] T. J. Lewis. Nanometric Dielectrics. *IEEE Trans. on DEI*, 1994, 1(5): 812-825.
- [16] M. F. Frechette, M. Trudeau, H. D. Alamdari and S. Boily. *IEEE Trans. on DEI*, 2004, (11) 5: 808-818.
- [17] 殷之文. 电介质物理学. 2版. 北京: 科学出版社, 2003.
- [18] Christian Brosseau and Philippe Talbot. Effective Permittivity of Nanocomposite Powder Compacts. *IEEE Trans. on DEI*, 2004, (11) 5: 819-832.
- [19] Yang Cao, Patricia C. Irwin, Karim Younsi. The Future of Nanodielectrics in the Electrical Power Industry. *IEEE Trans. on DEI*, 2004, 11(5): 797-807.
- [20] 杜磊, 庄奕琪. 纳米电子学. 北京: 电子工业出版社, 2004.
- [21] 基泰尔 C. 固体物理导论. 原著 8 版. 杨负华, 等译. 北京: 化学工业出版社, 2005.
- [22] J. K. Nelson, Y. Hu and J. Thiticharoenpong. Electrical Properties of TiO_2 Nanocomposites. *Conf. Electr. Insul. Dielectr. Phenomena (CEIDP)*, 2003: 719-722.
- [23] C. Zilg, D. Kaempfer, R. Mulhaupt, and G. C. Montanari. Electrical Properties of Polymer Nanocomposites Based upon Organophilic Layered Silicates. *Conf. Electr. Insul. Dielectr. Phenomena (CEIDP)*, 2003: 546-550.
- [24] G. C. Montanari, D. F. Paimieri. Modification of Electrical Properties and Performance of EVA and PP Insulation through Nanostructure by Organophilic Silicates. *IEEE Trans. on DEI*, 2004, (11) 5: 754-761.
- [25] J. K. Nelson and Y. Hu. The Impact of Nanocomposite Formulations on Electrical Voltage Endurance. *IEEE-ICSD*, 2004: 832-835.
- [26] H-Z. Ding and B. R. Varlow. Effect of Nano-fillers on Electrical Treeing in Epoxy Resin Subjected to AC Voltage. *(CEIDP)*, 2004: 332-335.
- [27] T. Imai, F. Sawa, T. Yoshimitsu, T. Ozaki and T. Shimizu. Preparation and Insulation Properties of Epoxy-layered Silicate Nanocomposites. *(CEIDP)*, 2004: 402-405.
- [28] M. Kozako, N. Fuse, K. Shibata, N. Hirai, Y. Ohki, T. Okamoto and T. Tanaka. Surface Change of Polyamide Nanocomposite Caused by Partial Discharges. *Conf. Electr. Insul. Dielectr. Phenomena (CEIDP)*, 2003: 75-78.
- [29] J. C. Fothergill, J. K. Nelson and M. Fu. Dielectric Properties of Epoxy Nanocomposites Containing TiO_2 , Al_2O_3 and ZnO Fillers. *(CEIDP)*, 2004: 406-409.
- [30] J. K. Nelson, L. A. Utracki, R. K. MacCrone and C. W. Reed. Role of the Interface in Determining the Dielectric Properties of Nanocomposites. *(CEIDP)*, 2004: 314-317.
- [31] N. Fuse, M. Kozako, T. Tanaka, S. Murase and Y. Ohki. Possible Mechanism of Superior Partial-discharge Resistance of Polyamide Nanocomposites. *(CEIDP)*, 2004: 322-325.
- [32] J. K. Nelson, J. C. Fothergill, L. A. Dissado and W. Peasgood. Toward an Understanding of Nanometric Dielectrics. *(CEIDP)*, 2002: 295-298.
- [33] Y. Cao and P. C. Irwin. The Electrical Conduction in Polyimide Nanocomposites. *Conf. Electr. Insul. Dielectr. Phenomena (CEIDP)*, 2003: 116-119.
- [34] M. Ambid, D. Mary, G. Teyssedre, C. Laurent, G. C. Montanari, D. Kaempfer and R. Mulhaupt. Effect of Filler Concentration on Dielectric Behaviour and on Charge Trapping in PP/clay. *(CEIDP)*, 2004: 389-392.
- [35] G. C. Montanari, A. Cavallini, F. Guastavino, G. Coletti, R. Schifani, M. de Lorenzo del Casale, G. Camino and F. Deorsola. Microscopic and Nanoscopic EVA Composite Investigation Electrical Properties and Effect of Purification Treatment. *(CEIDP)*, 2004: 318-321.
- [36] G. C. Montanari, G. Teyssedre, C. Laurent, D. Kaempfer and R. Mulhaupt. Investigating Charge Trapping Behaviour of Nanocomposites with Isotactic and Syndiotactic Polypropylene Matrix. *IEEE-ICSD*,

- 2004;836-839.
- [37] G. Rosenman, D. Shur, Electron emission from ferroelectrics, *J. Appl. Phys.*, 2000.
- [38] R. E. Setchell, Recent progress in understanding the shock response of ferroelectric ceramics, *AIP Conference Proceeding*, 2002,191-196.
- [39] Baomin Xu, Paul Moses, Neeless G. Pai, and L. E. Cross, Charge release of lanthanum-doped lead zirconate titanate stannate antiferroelectric thin films, *Appl. Phys. Lett.*, 1998,572(5),593-595.
- [40] Y. J. Feng, X. Y. Wei, D. Wang, Z. Xu, X. Yao, Dielectric behaviors of antiferroelectric-ferroelectric transitions under electric field, *Ceramics International*, 2004,30,1389-1392.
- [41] 江键, 夏钟福, 崔黎丽. 神奇的驻极体. 北京: 科学出版社, 2003.
- [42] Sessler G M, Electret; Recent developments, *Journal of Electrostatics*, 2001, 51-52:153-158.
- [43] Zheng Feifu, Zhang Yewen, Wu Changshun, Li Jixiao, Xia Zhongfu, Piezo-PWP and PEA methods for measuring space charge in solid dielectric, *Acta Phys. Sin.*, 2003,152(5): 1137-1142.
- [44] Ohiga Shio, Properties and application of ferroelectric single crystalline films of vinylidene fluoride and trifluoroethylene copolymers, *Proc. 10th Intern. Symp. on electrets (ISE10)*, Delphi, Greece, 1999,615-622.
- [45] Bune A V, Chuanxing Zhu, et al., Piezoelectric and pyroelectric properties of ferroelectric Langmuir-Blodgett polymer films, *J. Appl. Phys.*, 1999,85(11): 7869-7873.
- [46] 崔黎丽, 江键, 夏钟福, 等. PTFE 多孔膜驻极体电荷储存稳定性的机理研究, *应用科学学报*, 1999,17(4): 384-388.
- [47] Xia Zhongfu, Ma Shasha, Qiu Xunlin, et al., Influence of porosity on the stability of charge and piezoelectricity for porous polytetrafluoroethylene film electrets, *Journal of electrostatics*, 2003,59:57-69.
- [48] Xia Zhongfu, Buechtemann Andreas, An Zhenlian, et al., Influence of charging condition on permeability for the membrane of porous polytetra fluoroethylene (PTFE) film electret, *Journal of electrostatics*, 2005, 63:387-390.
- [49] Hillenbrand J, Sessler G M, Piezoelectricity of cellular electret films, *IEEE Trans. D-EI*, 2000,7(4) 537-542.
- [50] Zhang X, Hillenbrand J, Sessler G M, Piezoelectric d33 coefficient of cellular polypropylene subjected to expansion by pressure treatment, *Appl. Phys. Lett.*, 2004,85(7): 1226-1228.
- [51] 张晓青, 夏钟福, 邱勋林, 等, 孔洞结构聚合物驻极体的储电性和压电性, *四川大学学报(自然科学版)*, 2005,42(增刊2):23-28.
- [52] 陈钢进, 夏钟福, 张治文, 等, Teflon AF/非线性光学聚合物驻极体双层膜的极化稳定性, *物理学报*, 1999, 48(9):1676-1681.
- [53] 陈钢进, 夏钟福, 张治文. 主客体掺杂型非线性光学聚合物驻极体 DRI/PMMA 膜中空间和偶极电荷的相互作用特性, *物理学报*, 1999,48(6): 1066-1071.
- [54] 江键, 王小平, 宋诚荣, 等, 多孔聚四氟乙烯修复红细胞表面电荷的研究, *哈尔滨理工大学学报*, 2002,7(6):121-123.
- [55] 江键, 夏钟福. 生物驻极体研究及其医学应用现状, *第二军医大学学报*, 2001, 22(5):401-404.
- [56] 宋茂海, 江键, 王小平, 等. 驻极体在生命科学中的应用现状, *医疗卫生装备*, 2005,26(11):57-58.
- [57] 姜寿亭, 李卫. 凝聚态磁性物理. 北京: 科学出版社, 2003.
- [58] 宛德福, 马兴隆. 磁性物理. 北京: 电子工业出版社, 1994.
- [59] 冯端. 固体物理学大辞典. 北京: 高等教育出版社, 1995.
- [60] 李言荣, 恽正中. 电子材料导论. 北京: 清华大学出版社, 2001.
- [61] 冯端, 师昌绪, 刘治国. 材料科学导论—融贯的论述. 北京: 化学工业出版社, 2002.
- [62] 蔡建旺, 赵见高, 詹文山, 等. 磁电子学中的若干问题, *物理学进展*, 197,17(2):119.
- [63] 魏朝刚, 任天令, 朱钧, 韦丹. 磁电子学研究概述, *固体电子学研究进展*, 2003,23(4):377.
- [64] 夏钟福. 驻极体. 北京: 科学出版社, 2001.
- [65] 张良莹, 姚焱. 电介质物理. 西安: 西安交通大学出版社, 1991.
- [66] 钟维烈. 铁电体物理学. 北京: 科学出版社, 1996.
- [67] 李翰如. 电介质物理导论. 成都: 成都科技大学出版社, 1990.
- [68] 关振铎. 无机材料物理性能. 北京: 清华大学出版社, 1992.
- [69] 许煜寰. 铁电与压电材料. 北京: 科学出版社, 1978.
- [70] 张福学. 现代压电学: 上册. 北京: 科学出版社, 2002.
- [71] 熊兆贤. 材料物理导论. 北京: 科学出版社, 2002.
- [72] 吕文中, 汪小红. 电子材料物理. 北京: 电子工业出版社, 2002.
- [73] 钟维烈. 铁电体物理学. 北京: 科学出版社, 1996.
- [74] Yuhuan Xu, Ferroelectric materials and their applications, Amsterdam: North-Holland, 1991.
- [75] B Jaffe, WR Cook and H Jaffe, Piezoelectric ceramics, London: Academic Press, 1971.
- [76] 雷清泉. 高聚物的结构与电性能. 武汉: 华中理工大学出版社, 1990.
- [77] L. A. Dissado and J. C. Fothergill. Electrical Degradation and Breakdown in Polymer, London: Perginus Ltd., 1992.
- [78] T. Tanaka, Dielectric Nanocomposites with Insulating Properties, *IEEE Trans. on DEL.*, 2005, (12) 5: 914-928.
- [79] T. Tanaka, G. C. Montanari, R. Mulhaupt, Polymer Nanocomposites as Dielectrics and Electrical Insulation—perspectives for Processing Technologies, *Material Characterization and Future Applications*, *IEEE Trans. on DEL.*, 2004, (11)5:763-783.
- [80] M. Kozako, N. Fuse, K. Shibata, et al, Surface Charge

- of Polyamide Nanocomposite Caused by Partial Discharges. Conf. Electr. Insul. Dielectr. Phenomena (CEIDP), 2003;75-78.
- [81] M. Y. Zhang, Chu Yan, Fan Yong, et al. Lei. Synthesis and Characterization of Corona-resistant Nanocluster-trapped Polyimide/Silica Composites, IEEE 7th ICPADM, Nagoya, 2003, 753-756.
- [82] Zhang Peihong, Lei Qingquan, et al. Study on Corona-resistance of Polyimide/nanoInorganic Composites, IEEE 7th ICPADM, Nagoya, 2003, 1138-1141.
- [83] L. Lan, X. Wen and D. Cai. Corona Ageing Tests of RTV Nanocomposite Materials. IEEE-ICSD, 2004; 804-807.
- [84] J. C. Fothergill, J. K. Nelson and M. Fu. Dielectric Properties of Epoxy Nanocomposites Containing TiO_2 , Al_2O_3 and ZnO Fillers, (CEIDP), 2004; 406-409.
- [85] T. Imai, Y. Hirano, H. Hirai, et al. Preparation and Properties of Epoxy-Organically Modified layered Silicate Nanocomposites, IEEE ISEI, 2002; 379-383.

第 6 篇 高电压技术基础

主编单位：重庆大学

清华大学

西安交通大学

上海交通大学

主 编：孙才新 司马文霞 周远翔 李彦明 江秀臣

编写人员：董小兵(上海交通大学)

胡建林(重庆大学)

张志劲(重庆大学)

孙才新(重庆大学)

司马文霞(重庆大学)

周远翔(清华大学)

李彦明(西安交通大学)

江秀臣(上海交通大学)

第 1 章 高压电场理论及算法

1 概述

绝缘故障是高压电气设备运行中发生事故的首要原因。绝缘故障是绝缘结构中某处的电场强度超过了该处绝缘介质能够承受的极限值而发生电击穿或放电所致。首先是在场强集中的地方,绝缘介质有局部的放电和损伤,接着是最高场强向邻近损伤的部位转移而使故障扩大,最终导致贯通整个绝缘结构的击穿或放电。依照各种运行条件,计算绝缘结构中可能出现的最高场强,对电气设备的设计研究或事故分析是非常重要的。

2 高压电场的基本理论及典型电场计算公式

在交流电气设备中,不同电位导体间的电位差随时间的变化比较缓慢,导体间距离远小于相应电磁场的波长,所以在任一瞬间交流电气设备中的电场可近似视作静电场。

2.1 静电场的基本方程

2.1.1 真空中静电场的基本方程

$$\left. \begin{aligned} \nabla \cdot \boldsymbol{E} &= \rho / \epsilon_0 \\ \nabla \times \boldsymbol{E} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (6.1-1)$$

式中: \boldsymbol{E} 为电场强度矢量; ρ 为自由电荷体密度; ϵ_0 为真空介电常数,其值为 $10^{-9}/36\pi=8.85\times 10^{-12}$ 。

2.1.2 介质中静电场的基本方程

电介质在电场中存在极化现象。极化的程度,用极化强度矢量 \boldsymbol{P} 表示,计算式为

$$\boldsymbol{P} = \lim_{\Delta V \rightarrow M} \frac{\sum \boldsymbol{p}}{\Delta V} \quad (6.1-2)$$

其定义为:在介质中任取一点 M ,围绕 M 取一宏观无限小体积元 ΔV ,若 ΔV 中分子电矩的矢量和为 $\sum \boldsymbol{p}$,而且极限存在,则 \boldsymbol{P} 称为介质中 M 点的极化强度矢量,它表示单位体积中分子电矩的矢量和。实验表明,对于大多数常见的各向同性介质有: $\boldsymbol{P}=\chi\epsilon_0\boldsymbol{E}$ 。 χ 称为电介质的电极化率,它与场强 \boldsymbol{E} 无关,仅由介质的电学性质决定。引入电位移矢量 $\boldsymbol{D}=\epsilon_0\boldsymbol{E}+\boldsymbol{P}$,介质中静电场的基本方程为

$$\left. \begin{aligned} \nabla \cdot \boldsymbol{D} &= \rho \\ \nabla \times \boldsymbol{E} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (6.1-3)$$

对于各向同性的电介质,有

$$\boldsymbol{D} = \epsilon_0 \boldsymbol{E} + \boldsymbol{P} = \epsilon_0 (1 + \chi) \boldsymbol{E} = \epsilon_0 \epsilon_r \boldsymbol{E} = \epsilon \boldsymbol{E} \quad (6.1-4)$$

式中: ϵ 为电介质的介电常数; ϵ_r 为相对介电常数,无量纲, $\epsilon_r=\epsilon/\epsilon_0$ 。

2.2 典型电场的计算公式

点电荷、线电荷及环电荷所生电场和电位的计算公式见表 6.1-1。

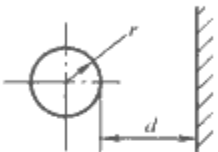
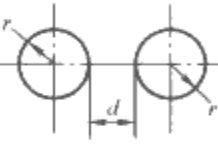
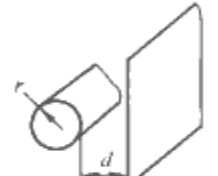

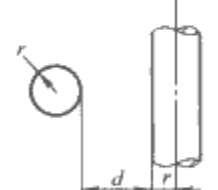
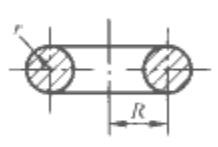
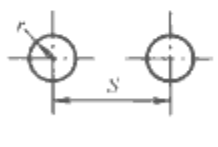
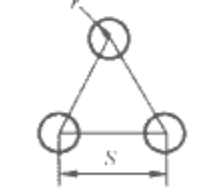
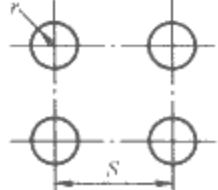
表 6.1-1 点电荷、线电荷及环电荷所生电场和电位的计算公式

| 问题 | P 点的场强 | P 点的电位 | 注 |
|---------------------------------|---|---|---|
| 点电荷 $Q(C)$ | $\begin{aligned} E_r &= \frac{Q}{4\pi\epsilon_0} \times \frac{r}{r^2 + (z-Z)^2} \\ E_z &= \frac{Q}{4\pi\epsilon_0} \times \frac{z-Z}{r^2 + (z-Z)^2} \end{aligned}$ | $\varphi = \frac{Q}{4\pi\epsilon_0} \times \frac{1}{\sqrt{r^2 + (z-Z)^2}}$ | |
| 线电荷 ρ (C/m) (单位长) | $\begin{aligned} E_r &= \frac{\rho}{4\pi\epsilon_0 r} \times \left[\frac{Z_2 - z}{\sqrt{r^2 + (Z_2 - z)^2}} - \frac{Z_1 - z}{\sqrt{r^2 + (Z_1 - z)^2}} \right] \\ E_z &= \frac{\rho}{4\pi\epsilon_0} \times \left[\frac{1}{\sqrt{r^2 + (Z_2 - z)^2}} - \frac{1}{\sqrt{r^2 + (Z_1 - z)^2}} \right] \end{aligned}$ | $\varphi = \frac{\rho}{4\pi\epsilon_0} \times \left \ln \frac{Z_2 - z + \sqrt{r^2 + (Z_2 - z)^2}}{Z_1 - z + \sqrt{r^2 + (Z_1 - z)^2}} \right $ | |
| 环电荷 $Q(C)$ (全电荷) | $\begin{aligned} E_r &= \frac{Q}{4\pi^2\epsilon_0 r} \times \frac{[R^2 - r^2 + (z-Z)^2]E(k) - [(r-R)^2 + (z-Z)^2]E(k)}{\sqrt{(r+R)^2 + (z-Z)^2}[(r-R)^2 + (z-Z)^2]} \\ E_z &= \frac{Q}{2\pi^2\epsilon_0 r} \times \frac{(z-Z)^2 E(k)}{\sqrt{(r+R)^2 + (z-Z)^2}[(r-R)^2 + (z-Z)^2]} \\ E(k): \text{第 2 类完全椭圆积分} \\ E(k) &= \int_0^{\pi/2} \sqrt{1 - k^2 \sin^2 \theta} d\theta \\ E_r &= \frac{-Q}{4\pi^2\epsilon_0 r} \times \frac{[R^2 - r^2 + (z-Z)^2]E(k) - [(r-R)^2 + (z-Z)^2]K(k)}{\sqrt{(r+R)^2 + (z-Z)^2}[(r-R)^2 + (z-Z)^2]} \end{aligned}$ | $\begin{aligned} \varphi &= \frac{Q}{2\pi^2\epsilon_0 r} \times \left[\frac{K(k)}{\sqrt{(r+R)^2 + (z-Z)^2}} \right] \\ K(k): \text{第 1 类完全椭圆积分} \\ K(k) &= \int_0^{\pi/2} \frac{d\theta}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \theta}} \\ k &= \sqrt{\frac{4rR}{(r+R)^2 + (z-Z)^2}} \end{aligned}$ | |

2.3 常见典型电极最大场强的近似计算

工程上,对一些形状比较复杂的电极,常采用近似计算法估算其最大场强。离场强区较远的电极或等位面的形状对最大场强的影响较小,可用形状简单、较易计算的电极来代替远处的电极或等位面。例如对球-板电极,可以用同心球面代替板电极,然后利用同心圆球公式估算最大场强。但这样算得的最大场强值偏大一些,所以要引进修正系数(通常取 0.9)。表 6.1-2 列出常见典型电极最大场强 E_{\max} 的近似计算公式。

表 6.1-2 常见典型电极最大场强 E_{\max} 的近似计算公式

| 电极种类 | 电极形状 | E_{\max} 的近似计算公式 |
|-----------------|---|--|
| 球-板 |  | $E_{\max}=0.9U\frac{r+d}{rd}$ |
| 球-球 |  | $E_{\max}=0.9\frac{U}{2}\frac{r+d/2}{r(d/2)}$ $=0.9U\frac{r+d/2}{rd}$ |
| 圆柱-板 |  | $E_{\max}=0.9\frac{U}{r\ln\frac{r+d}{r}}$ |
| 圆柱-圆柱 (两轴平行) |  | $E_{\max}=0.9\frac{U/2}{r\ln\frac{r+d/2}{r}}$ $=0.9\frac{U}{2r\ln\frac{r+d/2}{r}}$ |
| 圆柱-圆柱 (两轴垂直) |  | $E_{\max}=\frac{U}{2r\ln\frac{r+d/2}{r}}$ |
| 孤立圆环 |  | $E_{\max}=\frac{U(1+\frac{r}{2R}\ln\frac{8R}{r})}{r\ln\frac{8R}{r}}$ |
| 双分裂导线 |  | $E_{\max}=\frac{U(1+2\frac{r}{S}-2\frac{r^2}{S^2})^*}{r\ln\frac{(2H)^2}{rS}}$ |
| 三分裂导线 (正三角形) |  | $E_{\max}=\frac{U(1+2\sqrt{3}\frac{r}{S}-2\frac{r^2}{S^2})^*}{r\ln\frac{(2H)^3}{rS^2}}$ |
| 四分裂导线 (正四边形) |  | $E_{\max}=\frac{U(1+3\sqrt{2}\frac{r}{S}-\frac{r^2}{S^2})^*}{r\ln\frac{(2H)^4}{\sqrt{2}rS^3}}$ |

* 式中 H 为离地高度; $H\gg S, S\gg 10r$ 。

2.4 电场的均匀系数

电场的均匀程度和电极形状有关,而对于同一种形状的电极,电场的均匀程度又随电极的几何尺寸的不同而变化。不均匀系数 f 是最大场强 E_{\max} 和平均场强 E_{av} 的比值,即

$$f=E_{\max}/E_{av} \tag{6.1-5}$$

$$E_{av}=U/d \tag{6.1-6}$$

式中: d 为极间距离,在同轴圆柱和同心圆球电极中 $d=R-r$ 。

对于任何不均匀电场,如果已知 f ,则只要将极间距离 d 除以 f ,作为一个等效距离,即可按均匀电场来计算其起始放电电压。图 6.1-1 所示为不同电极结构的 f 与几何特性系数 p 的关系。

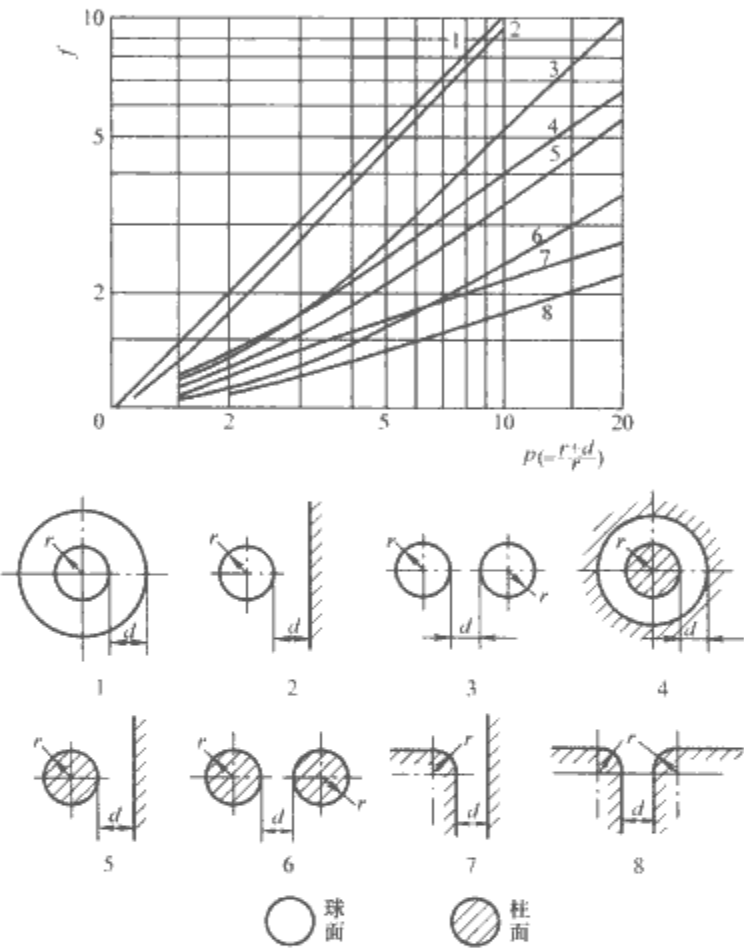


图 6.1-1 不同电极结构的不均匀系数

3 高压电场的解析计算法

3.1 库仑定律和高斯定理

库仑定律:在无限大真空中,当两个静止的小带电体之间的距离远远大于它们本身的几何尺寸时,该两带电体之间的作用力可表示为

$$F=\frac{q_1q_2}{4\pi\epsilon_0r^3}\boldsymbol{r} \tag{6.1-7}$$

式中: $q_1、q_2$ 为两带电体的电荷量; ϵ_0 为真空的介电常数; \boldsymbol{r} 为 q_1 至 q_2 方向的单位矢量。

库仑定律适用的条件是带电体本身的几何尺寸远远小于它们之间的距离。

高斯定理:在静电场中的任意闭合曲面 S 上,电场强度 E 的面积分等于曲面内的总电荷的 $1/\epsilon$ 倍,而与曲面外电荷无关。其数学表示式为

$$\oint_S\boldsymbol{E}\cdot\mathrm{d}\boldsymbol{S}=\frac{q}{\epsilon}=\frac{1}{\epsilon}\int_V\rho\mathrm{d}V \tag{6.1-8}$$

高斯定理反映了静电场的一个基本性质。在场的分布具有某种对称性(常见的有面对称、柱对称和球对称)情况下,应

用它来求解电场是很直接的。

3.2 镜像法和电轴法

镜像法和电轴法是静电场唯一性定理的典型应用。镜像法和电轴法的实质是把实际上分片均匀媒质看成均匀的,并在所研究的场域边界外的适当地点用虚设的较简单的电荷分布来代替实际边界上复杂的电荷分布(即代替表面的感应电荷或介质分界面的极化电荷)。

根据镜像法,求取电场的范围可以一定程度地扩大。即对于无限宽阔的大地,面对一个球或一个圆柱体的场合,如把它们作为球-球、圆柱体-圆柱体来假定镜像电荷即可求解。主要用于计算均匀电场以及被置于均匀电场中的电介质球或空心球,就电极形状而言,一般仅限于球、同心球、球-球、圆柱体、同轴圆筒和圆柱体-圆柱体等。

3.3 保角变换法

保角变换法的原理在于将已知电场的等位面 and 电力线按一定的函数关系进行保角变换,则被变换的图形将保持等位面和电力线之间的关系。对二维电场如采用保角变换法,则对许多种类的电极形状,均可用解析法来求取电场。这种函数关系可以是初等函数也可以是椭圆函数之类的高等函数。另外,由于可以反复进行若干次保角变换,所以对于许多种电极形状,均可求出其电场。

但是,对能给出的电极形状,要找出把它变换为均匀电场或圆柱体电场的函数,除多角形的情况之外都是不可能的。由于保角变换法也仅限于二维电场,且实际有价值的电极形状所占比例较小,故实际的利用价值不高。

3.4 坐标变换法

坐标变换法是把求解静电场的拉普拉斯方程式假定为变量分离的形式去求解的方法。如采用旋转椭圆坐标、旋转抛物面坐标等可以求得旋转对称电极的电场。对于旋转椭圆体、旋转双曲面、旋转抛物面等,依靠适当选取参数,即可表示范围相当广阔的电极形状,所以可用与实际相近似的电极形状来大致估计电场和电容量等。

在古典的电场计算中应用了丰富多彩的数学方法。但是,对于实际的复杂形状以及包含有导体和电介质(固体绝缘物)或电阻体的电场来说,要计算其电场值除了特别简单的电极结构和场域之外,解析方法无法实现而必须采用数值计算方法。而且,即使有解析解,但用复杂函数的无穷级数来表示时,都远不如用数值计算方法更容易得到精确的解。

4 高压电场的数值算法

电场计算的基本问题是在适当的边界条件下求取满足拉普拉斯方程式的电位 φ 值。由于电位、电场通常都随着场所而连续地变化,所以不管多么窄的场域都具有无限个函数值。把某种连续变化的量使之“离散化(即取分散的值)、有限化”而用计算机求解,就是电场的数值计算方法。

目前,电场数值计算中的主要方法可以归结为两大类即微分方程法和积分方程法。其中微分方法主要包括差分法(FDM)、有限元法(FEM);积分方程法还可再分为模拟电荷法(CSM)和边界元法(BEM)。近年来,还出现了一种新的方法——耦合法,就是把两种或者几种电磁场计算方法结合起来处理电磁场问题,包括有限元与边界元、有限元与模拟电荷法、有限元与积分方程法组合等。

从具体应用的角度,根据分割方法人们更多地把电场数值

计算方法分为场域分割法和边界分割法,现在主要使用的有4类数值算法,即差分法、有限元法、模拟电荷法、表面电荷法。

场域分割法,是把场域分割为有限个部分之后再把分割点的电位作为未知数的方法,差分法与有限元法均属于这一类。边界分割法则是依靠分割存在于边界与边界上的电荷(的作用)来求取电场的方法,模拟电荷法与表面电荷法均属于这一类。当确定了电极电位或电极上的电荷分布后,边界分割法即可唯一地确定电场分布。

4.1 差分法

差分法是偏微分方程式的数值解法的一种。差分法的基本思想是把场域用网格来进行分割,再把拉普拉斯方程式用以各网格的节点的电位作为未知数的差分方程式来进行代换,为此,把各网格的节点的电位在其相邻的点上展开为泰勒级数,再根据所要求的精确度近似取到规定的项(通常取到二次项)。对二维场(x, y 坐标),在点 (x_0, y_0) 的附近,如把电位 φ 用泰勒级数来表示,则有

$$\begin{aligned} \varphi(x, y) = & \varphi_0 + \left[(x-x_0) \left(\frac{\partial \varphi}{\partial x} \right)_0 + (y-y_0) \left(\frac{\partial \varphi}{\partial y} \right)_0 \right] + \\ & \frac{1}{2} \left[(x-x_0)^2 \left(\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} \right)_0 + 2(x-x_0)(y-y_0) \times \right. \\ & \left. \left(\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x \partial y} \right)_0 + (y-y_0)^2 \left(\frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} \right)_0 \right] + \dots \end{aligned} \quad (6.1-9)$$

式中:下标0表示在坐标 (x_0, y_0) 的值。

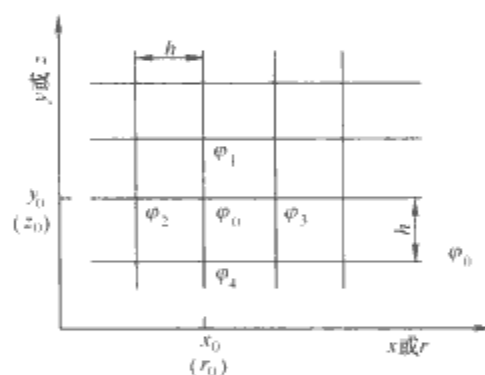


图 6.1-2 差分法的场域分割

把如图 6.1-2 所示的场域按步距为 h 的等步距网格进行分割,把0点周围的4个点的电位 $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4$ 用取到二次项的式(6.1-9)来表示,则有

$$\varphi_1 = \varphi_0 + h \left(\frac{\partial \varphi}{\partial y} \right)_0 + \frac{1}{2} h^2 \left(\frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} \right)_0 \quad (6.1-10)$$

$$\varphi_2 = \varphi_0 - h \left(\frac{\partial \varphi}{\partial y} \right)_0 + \frac{1}{2} h^2 \left(\frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} \right)_0 \quad (6.1-11)$$

$$\varphi_3 = \varphi_0 + h \left(\frac{\partial \varphi}{\partial x} \right)_0 + \frac{1}{2} h^2 \left(\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} \right)_0 \quad (6.1-12)$$

$$\varphi_4 = \varphi_0 - h \left(\frac{\partial \varphi}{\partial x} \right)_0 + \frac{1}{2} h^2 \left(\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} \right)_0 \quad (6.1-13)$$

将上列各式的两边分别相加后,可得

$$\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4 = 4\varphi_0 + h^2 \left[\left(\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} \right)_0 + \left(\frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} \right)_0 \right] \quad (6.1-14)$$

在二维场(x, y)坐标的情况下,由二维场的拉普拉斯方程式可得

$$\varphi_0 = \frac{1}{4} (\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4) \quad (6.1-15)$$

即在点 (x_0, y_0) 的电位 φ_0 可近似地取为周围各网格节点

电位的平均值。

场域分割时网格步距常常随场域的不同而改变。在通常的电场计算中，需要求的电场值是场域的极端部分，而且其附近的电场往往变化很急剧，所以可把这些部分局部性地分割得更密些，以提高计算精确度，同时一些不重要的部分则可以分割得疏一些，以减少节点的数目（即方程式的未知数）。场域分割首先是关系到所求电场的精确度，其次是关系到计算时间、计算机的存储容量的重要问题。

4.2 有限元法

差分法是着眼于场域中的各点（网格节点），直接从拉普拉斯方程式来建立各网格节点的电位关系式。而有限元法则着眼于场域的各个部分（把它叫有限单元）。对二维场分割为小面积，三维场分割为小体积，并把这些单元的特性（电场计算是指电位）假定为简单的关系式。例如，把单元内的电位取为坐标的一次式，如果把场域分割得愈细，这个假定便愈符合实际情况。根据这一假定，单元内的电位可以用单元周围适当点的电位表示，例如单元的形状为三角形时（见图 6.1-3），即用 3 个顶点（ i, j, m ）的电位 $\varphi_i, \varphi_j, \varphi_m$ （还是未知量）与坐标的函数关系来表示。根据这样的步骤，最终整个场域的电位均可用各点电位的形式来表示，所以最终整个场域的位能也将由各点电位来给出。按照使位能为最小来定出各点的电位。图 6.1-3 所示为有限元法的场域分割。

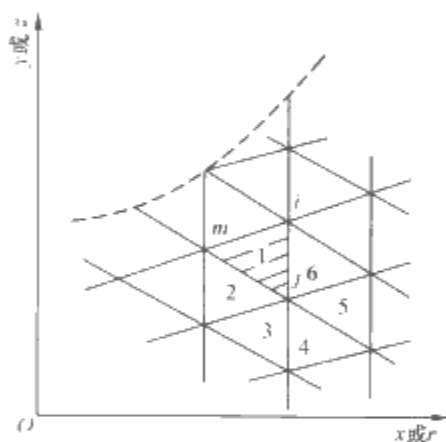


图 6.1-3 有限元法的场域分割

拉普拉斯方程式等效于位能最小原理，更一般的可从下面的欧拉原理推导出来，即在某一场域内，如果未知函数 $\varphi(x, y, z)$ 满足下列微分方程式

$$\frac{\partial}{\partial x} \left[\frac{\partial f}{\partial (\partial \varphi / \partial x)} \right] + \frac{\partial}{\partial y} \left[\frac{\partial f}{\partial (\partial \varphi / \partial y)} \right] + \frac{\partial}{\partial z} \left[\frac{\partial f}{\partial (\partial \varphi / \partial z)} \right] - \frac{\partial f}{\partial \varphi} = 0 \quad (6.1-16)$$

则与式 (6.1-17) 的积分取最小值完全是等效的

$$X(\varphi) = \iiint f \left(x, y, z, \varphi, \frac{\partial \varphi}{\partial x}, \frac{\partial \varphi}{\partial y}, \frac{\partial \varphi}{\partial z} \right) dx dy dz \quad (6.1-17)$$

如把含介电常数 ϵ 的场的方程式

$$\nabla \cdot (\epsilon \nabla \varphi) = 0 \quad (6.1-18)$$

与式 (6.1-16) 比较，对二维场可得出

$$f = \frac{1}{2} \epsilon \left[\left(\frac{\partial \varphi}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \varphi}{\partial y} \right)^2 \right] \quad (6.1-19)$$

对旋转对称场可得出

$$f = \frac{1}{2} \epsilon \left[\left(\frac{\partial \varphi}{\partial r} \right)^2 + \left(\frac{\partial \varphi}{\partial z} \right)^2 \right] \times 2\pi r \quad (6.1-20)$$

即式 (6.1-18) 分别与下列两式取最小是等效的：

对二维场，场域位能为

$$X(\varphi) = \frac{1}{2} \iint \epsilon \left[\left(\frac{\partial \varphi}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \varphi}{\partial y} \right)^2 \right] dx dy \quad (6.1-21)$$

对旋转对称场，场域位能为

$$X(\varphi) = \frac{1}{2} \iint \epsilon \left[\left(\frac{\partial \varphi}{\partial r} \right)^2 + \left(\frac{\partial \varphi}{\partial z} \right)^2 \right] (2\pi r) dr dz \quad (6.1-22)$$

由于 $X(\varphi)$ 为场域的位能，所以说，如按位能最小来规定电位分布，则它即是所求的静电场。

有限元法的最大难点，不仅要进行许多不规则的分割，还必须编制这些不规则的节点的坐标和编号，与单元的编号相联系的输入数据。利用计算机可进行场域的分割和输入数据的自动编制。

4.3 模拟电荷法

模拟电荷法是把布置于电极内部的假想电荷的作用迭加起来以求出真实的电场分布，或者是把电极表面电荷所产生的电场用假想电荷来代替。

模拟电荷法的提出是起源于镜像法，但是对于模拟电荷法来说，放置于电极内部的一个个电荷（把它叫假想电荷或代用电荷），已经不像镜像法的内部电荷那样与电极的电位有直接的关系。整个电荷的作用只是尽可能使其形成接近电极形状的等位面。为此，在空间内原本是电极表面的面上取有限个点（轮廓点），按照这些点的电位为 V 来决定的电荷群。如果该电荷群所产生的 $\varphi = V$ 的等位面和电极表面相一致，则该电荷群所产生的电场可以正确地给出电极外部的电场情况。这是由“把等位面替换为有相同电位的电极而其电场分布不变”的静电场基本定理所决定的。

把每个满足拉普拉斯方程式的电位 V_1, V_2, \dots, V_n 的和取为 φ 并使之满足边界条件以决定 $V_1 \sim V_n$ 的系数，把 A_i 取为常数，如果 $\varphi = \sum A_i V_i$ 满足边界条件，则由于 φ 也满足拉普拉斯方程式，所以 φ 就是在电极外部的正确解答。

对模拟电荷法来说，在电极内部的“适当位置处”放置“适当个数”假想电荷，把这个假想电荷 (Q_i) 作为未知数，使其满足边界条件以决定电场。一般的方法是把假想电荷的个数和布置方式均作为输入数据而事先给出。由于电荷 (Q_i) 在 i 点将产生 $\varphi_i = P(i, j) Q(j)$ 的电位，通常把 $P(i, j)$ 称为“电位系数”，只与电荷的种类、位置、 i 点的位置有关，而与 $Q(j)$ 无关。因此，由 n 个假想电荷所产生的 i 点的电位 φ_i 为线性和，即

$$\varphi_i = \sum_{j=1}^n P(i, j) Q(j) \quad (6.1-23)$$

如在电极表面上取 n 个适当的点（轮廓点），把假想电荷群所产生的电位（通常也包含对大地的镜像电荷的作用）取为与电极电压 V_i 相等，而轮廓点则是尽可能取在电极形状与等于电极电压的等位面相一致的面上，常常把它简称为轮廓点。图 6.1-4 所示为电荷模拟法的说明图。

如果假想电荷和轮廓点的个数都是 n 个，则可以建立以式 (6.1-23) 的 n 个 $Q(j)$ 为未知数的下列多元联立一次方程式

$$\begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & \cdots & P_{1n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{n1} & P_{n2} & \cdots & P_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q_1 \\ \vdots \\ Q_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} \quad (6.1-24)$$

式 (6.1-24) 中为简单起见，把 $Q(j)$ 及 $P(i, j)$ 分别写成 Q_j 和 P_{ij} 。

电极电位 $V_1 \sim V_n$ 是作为边界条件而给出的，如果能够定出假想电荷的种类和位置，则系数 $P(i, j)$ 也是给定的值，

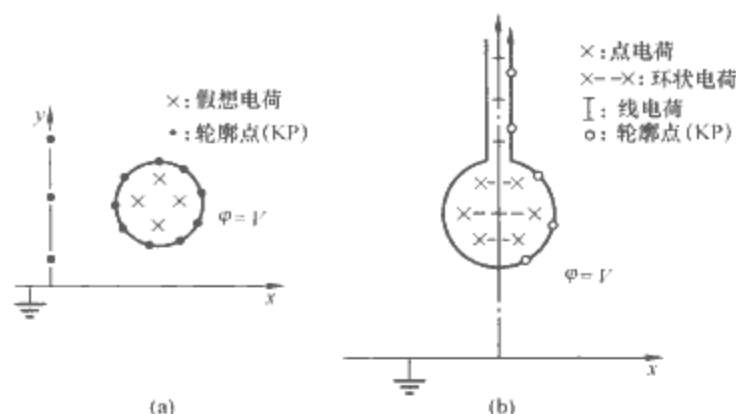


图 6.1-4 电荷模拟法的说明图
(a) 二维场; (b) 旋转对称场

这样从式 (6.1-24) 即可求得 $Q(1) \sim Q(n)$ 的值。由于这个电荷量（通常也包含对大地的镜像电荷的作用）等效地给出场域（电极外）的电场分布，故任意点的电位和电场就很容易计算。

于是，电位 φ 的表达式和式 (6.1-23) 相同，故用已知的（已被求出的）电荷 $Q(j)$ 可计算出场域中的电位 φ_i ，即

$$\varphi_i = \sum_{j=1}^n P(i, j) Q(j) \quad (6.1-25)$$

由于电场计算的精确度依赖于由假想电荷所形成的等位面与实际电极相接近的程度，故在两个轮廓点的中间的电极表面上（相当于场域中的点）取“检查点”（常简称为 AP），以考察该点的电位与电极电压有多大程度的差别。

一种具体的计算步骤如下。

(1) 把轮廓点、假想电荷、检查点、计算点（需要计算电位、电场的点）加以分类划分并编号。分类划分的原则是对于轮廓点按电压值分类，对于假想电荷则按种类，或者对使一个部分移动（如间隙的长度等）的配置来反复进行计算的场合，则按移动和不移动进行分类。

(2) 按照分类划分，在编号的顺序下，给出各点的坐标和假想电荷的特征值。另外，再给出电压值以及为了反复计算所需要的移动量参数。

(3) 计算电位系数 $P(i, j)$ 。

(4) 解联立方程式 (6.1-24)，求出 $Q(j)$ 。

(5) 用所求出的 $Q(j)$ ，即可求得检查点的电位、电场，计算点的电位、电场。

(6) 根据需要，对仅使一个部分移动的配置，反复进行讨论。

计算上常见的问题有：

(1) 假想电荷和轮廓点的布置。模拟电荷法的计算精确度与假想电荷和轮廓点的布置有着显著的关系，选择好的布置方式是很重要的。通常，由于轮廓点是在电极的表面上，所以首先决定轮廓点的位置，然后再按照与它相对应来决定假想电荷的位置。

(2) 关于电位系数的计算。在单一电介质的场合，通常电位系数矩阵 $P(i, j)$ 的所有项都不是零。因而，为了缩短计算时间，必须尽可能加快电位系数、电场系数的计算，特别是在旋转对称场时应尽可能加快完全椭圆积分的计算。

(3) 在解式 (6.1-24) 时容易产生数字相消的误差。特别是如果电荷和轮廓点的布置较密则这种误差更容易产生。为了防止这种情况，用双精度计算是有效的。

4.4 表面电荷法

通常的电场是由存在于电极表面的表面电荷所形成的，

表面电荷法就是分割这个电极表面的电荷，再从所求取到的表面电荷来计算场域内任意点的电位和电场。比起模拟电荷法来，这种方法更直接。表面电荷法和模拟电荷法都是边界分割法。如以电荷量或电荷密度作为未知数，从所取电极表面的轮廓点的边界条件去求电荷（或电荷密度）的值以及在计算步骤等方面，两种方法在原理上的共同之处较多。但是，详细的计算内容则有很大的差别，表面电荷法则要麻烦得多。

表面积为 S 的电极在 P 点所产生的电位 φ 可用下式来表示，此式只要对各个部分的电荷 σdS 用库仑定律来表示，即可得

$$\varphi = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_S \frac{\sigma dS}{l} \quad (6.1-26)$$

式中： σ 为微小面积 dS 上的表面电荷密度； l 为 dS 和 P 点之间的距离。表面电荷法是把电极适当地分割为 n 部分，再研究各部分的电荷密度所产生的电位。对二维场、旋转对称场来说，电极的分割部分只需要分别考虑其断面的线段即可。

如图 6.1-5 所示，电极表面的断面用 l 来表示，如把 t_1 和 t_2 之间取作第 j 个分割部分，则使用模拟电荷法的电位公式，第 j 个分割部分的电荷密度 $\sigma(j)$ 所产生的电位 φ_j ，可由式 (6.1-27) 和式 (6.1-28) 给出。对二维场是无限长线电荷的公式，对旋转对称场是环状电荷的公式。

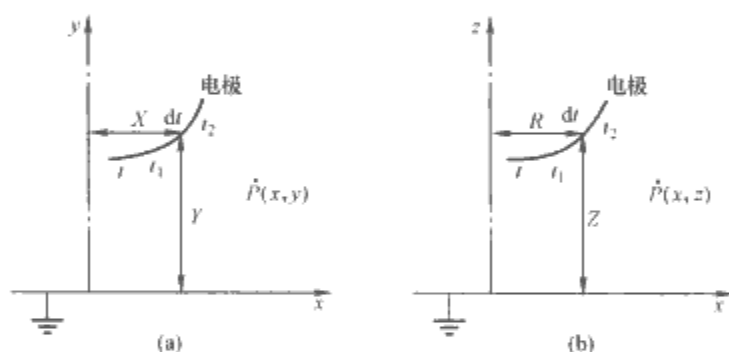


图 6.1-5 表面电荷法的说明图
(a) 二维场; (b) 旋转对称场

对二维场电位为

$$\varphi_j = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_{t_1}^{t_2} \sigma(j) \ln \frac{(x-X)^2 + (y+Y)^2}{(x-X)^2 + (y-Y)^2} dt \quad (6.1-27)$$

对旋转对称场电位为

$$\varphi_j = \frac{1}{\pi\epsilon_0} \int_{t_1}^{t_2} \sigma(j) R \left[\frac{K(k_1)}{\sqrt{(r+R)^2 + (z-Z)^2}} - \frac{K(k_2)}{\sqrt{(r+R)^2 + (z+Z)^2}} \right] dt \quad (6.1-28)$$

式中： $K(k)$ 为第一种完全椭圆积分，即

$$k_1 = \sqrt{\frac{4rR}{(r+R)^2 + (z-Z)^2}} \quad (6.1-29)$$

$$k_2 = \sqrt{\frac{4rR}{(r+R)^2 + (z+Z)^2}} \quad (6.1-30)$$

在式 (6.1-27) 和式 (6.1-28) 中也包含了对大地的镜像电荷的作用。

由于整个电极的 n 个分割部分的作用， i 点的电位 φ_i 为

$$\varphi_i = \sum_{j=1}^n \varphi_j \quad (6.1-31)$$

当把各分割部分内的电荷密度 $\sigma(j)$ 取作一定时，计算步骤如下：

(1) 把电极表面适当地分割为 n 个部分。

(2) 把各分割部分上的适当点取做轮廓点, 各分割部分在轮廓点所产生的电位可根据式 (6.1-27) 或式 (6.1-28) 来计算。这就是 $\sigma(j)$ 与第 i 个轮廓点之间的电位系数 $p(i, j)$ 。

(3) 在各轮廓点取 $\varphi_i = V_1 \sim V_n$ (电极电位), 则可以写出下列与模拟电荷法中的式 (6.1-24) 相同的联立一次方程式

$$\begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & \cdots & P_{1n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ P_{n1} & P_{n2} & \cdots & P_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_1 \\ \vdots \\ \sigma_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} \quad (6.1-32)$$

在式 (6.1-32) 中, 为了简化起见, 把 $P(i, j)$ 写作 P_{ij} , 把 $\sigma(j)$ 写作 σ_j 。

(4) 解式 (6.1-32), 可求得 $\sigma(j)$ 。

(5) 用所求得的 $\sigma(j)$, 计算出所需要点的电位和电场。

5 高压静电场的实测和模拟

常见的电场分布测量方法有小球法、电解槽模拟法、导电纸法等。

5.1 小球法

特点: 简便易行, 具有一定的准确度, 常用于绝缘子串或其他绝缘表面的电压分布测量。

使用的小球间隙一般固定为约 1 mm, 击穿电压 ΔU 一般约 2~3kV。测试时将小球依次与待测绝缘子 1, 2, ..., n 并接, 如图 6.1-6(a) 所示, 提高外施电压直至球隙击穿, 记录相应的电压值 U_1, U_2, \dots, U_n 。以 a_i 表示绝缘子 i 上电压和绝缘子串总电压 U_i 的比值, $\Delta U = a_i U_i$ 。

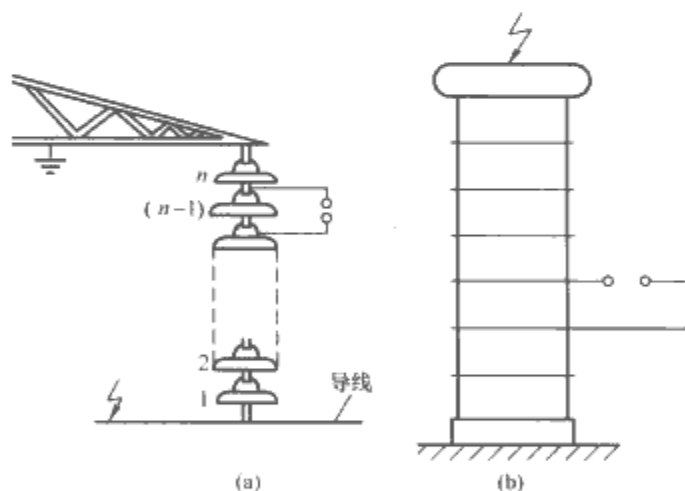


图 6.1-6 小球法测量电压分布

(a) 测绝缘子串电压分布;

(b) 测沿绝缘表面的电压分布

考虑到 $\sum_{i=1}^n a_i = 1$, 则 $\Delta U = 1 / \sum_{i=1}^n \frac{1}{U_i}$, 由此各绝缘子电压分布的比值为

$$a_i = \frac{\Delta U}{U_i} = \frac{1}{U_i \sum_{i=1}^n \frac{1}{U_i}} \quad (6.1-33)$$

当测量沿绝缘表面的电压分布时, 需沿绝缘表面按等位线绕上若干细金属丝环, 小球依次并接在两相邻金属丝圆环上, 用同样的方法就可求得沿绝缘表面的电压分布, 如图 6.1-6(b) 所示。

由于小球隙的击穿与球隙间的电场分布有关, 故小球隙处于不同位置时, 其击穿电压可能会稍有差异; 另外, 小球隙以及连接导线间的电容与试品的一部分并联, 会使电压分

布改变, 这些都会引起测量误差。为提高测量准确度, 小球的直径应较小, 连线也应短些, 小球的直径一般取 3~5mm。

5.2 电解槽法

对不存在自由电荷的静电场, 有: $\nabla \cdot \mathbf{D} = 0$, $\nabla \times \mathbf{E} = 0$, $\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E}$; 而对导电媒质内的恒定电场, 有相似规律: $\nabla \cdot \mathbf{J} = 0$, $\nabla \times \mathbf{E} = 0$, $\mathbf{J} = \gamma \mathbf{E}$ 。当导电媒质 (电导率为 γ) 内的恒定电场和电介质 (介电常数为 ϵ) 内的静电场的边界条件相同时, 恒定电场与静电场彼此相似, 即恒定电场的电流线对应于静电场的电力线, 而两种场的等位面相同。因此, 可以用恒定电场来模拟静电场。在绝缘槽中盛放电解液作为导电媒质, 并放入模拟电极。应用探针测出恒定电场中的等位面, 因而也就得到了相应静电场中的等位面。这一方法称为电解槽法。

电解槽法的示意图如图 6.1-7 所示。电极 2 用来模拟两根无限长平行导线, 它们的尺寸及相互距离与导线截面及间距有一定比例关系。电源 5 同时接在模拟电极 2 及电位计 R 上。插入电解液的探针 3 用来测量电极之间某点的电位, 电位计 R 的可动触点通过指零仪和探针相接。当指零仪指零时, 电位计可动触点的电位即为待测点电位。移动探针位置逐一测得各点电位, 从而得到被模拟实物的电位分布。

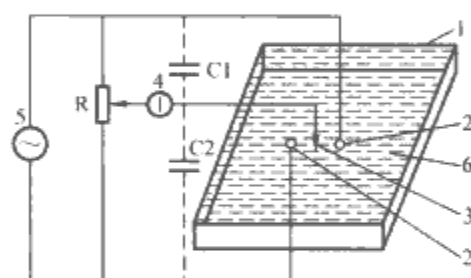


图 6.1-7 用电解槽法测电位分布

1—槽体; 2—模拟电极; 3—探针;
4—指零仪; 5—电源; 6—电解液;
R—电位计; C1、C2—杂散电容

为提高测量准确度, 对电解槽法所用各种部件的要求如下。

(1) 电解槽。槽体用绝缘材料制成。模拟孤立电极的电场时, 槽的长度和宽度应比电极尺寸大 20 倍以上; 如果是模拟两电极间电场, 则大 6 倍左右。由于是用有限的槽来模拟伸展到无限空间的场, 总会有一定误差。此外, 若模型很小, 电极形状不易做得精确, 电极附近的场也很难测准。加大槽的尺寸可削弱上述影响, 但槽过大不经济, 也可采取局部模拟或用保角变换法变换成易于模拟的电场等措施, 来提高准确度。

(2) 电解液。电导率过大的电解液会发热, 从而导致各处电导率不同而畸变电场。一般采用自来水、蒸馏水或很稀的硫酸铜溶液作电解液。

(3) 模拟电极。模拟电极与电解液应不发生化学作用, 否则会增大接触电阻, 引起附加压降而畸变电位分布。一般可用铂、铜或石墨化的黄铜作电极。表面张力会使电极周围液面升高, 改变该处电导而产生误差, 改进方法是使电极高度和电解液深度相同。

(4) 模型。为满足边界条件一致, 模型和电极的几何形状应与实物完全相似。现对几种电场的模拟方法分述如下。

1) 二维场。单一电介质中二维场的模拟比较简单。图 6.1-8 所示为一对无限大平行平板电极间电场的模拟。电解槽水平放置, 各处电解液深度相同。按选定的比例做成模拟

电极,垂直插在电解液中,平板间距离也按同一比例选定。

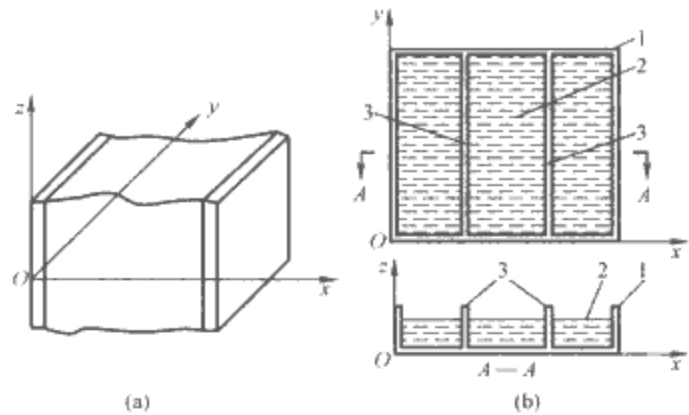


图 6.1-8 单一电介质中无限大
平板电极间电场的模拟
(a)实物;(b)电解槽模型
1—槽体;2—电解液;3—模拟电极

非单一电介质中二维场的模拟则要复杂些。图 6.1-9 所示为一对无限大平行平板电极间夹以三层不同介质(A、B、C)时的模拟。这时,可在电解槽内浇注石蜡模型来改变电解液深度 h ,并使 $h_1 : h_2 : h_3 = \epsilon_1 : \epsilon_2 : \epsilon_3$,以此来模拟具有不同介电常数的介质。

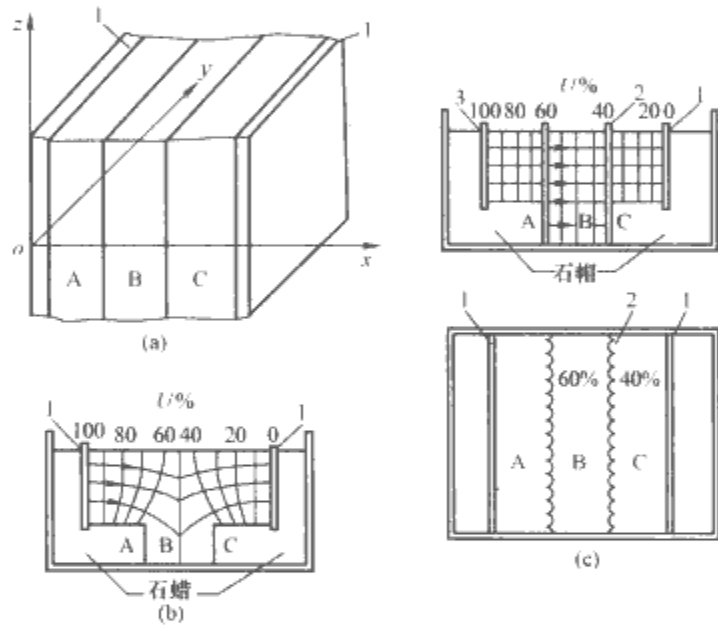


图 6.1-9 非单一介质中无限大平板
电极间电场的模拟
(a)实物;(b)电解槽模型(未采取措施,
电流线和等位面畸变);(c)介质分界面
处有导体的电解槽模型
1—电极;2—导体针

在图 6.1-9(a)所示的平行平板电极间,电力线是一些垂直于电极的平行直线,而等位面则是一些和平板电极并行的平面。但在图 6.1-9(b)所示模型中,由于分界面处几何形状突变,电流线被畸变,测得的电位分布误差较大。为减小误差,可在分界面处树立一排导体针,如图 6.1-9(c)所示,以校正电位。导体针不宜太粗,否则将影响所在处的电导。针间距离不能太大,否则校正电位的作用很小;但针间距离过小也会影响沿导体针排列方向的电导。一般针的直径和针距之比不大于 1:5。导体针材料的选择和模拟电极相同。

2) 轴对称场。对单一电介质中的轴对称场,例如图 6.1-10(a)所示圆柱形的空气电容器,模型应按 θ 角选取。可将槽斜放或用石蜡做成倾斜形状的模型,如图 6.1-10(b)所示。模拟电极应为圆弧状,但若 θ 角较小时也可用平面电极代替。 θ 角也不能太小,否则液面太薄,由于电极附着力的影响等因素而造成液面不平,影响测量准确度。一般 θ 角

为 $10^\circ \sim 20^\circ$ 。

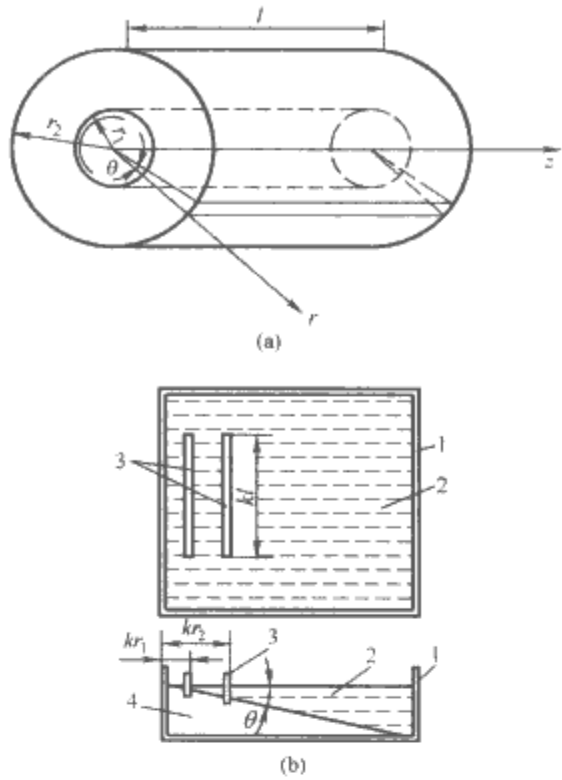


图 6.1-10 圆柱形电容器的电解槽模型
(a)实物;(b)模型
1—槽体;2—电解液;3—模拟电极;
4—石蜡; k —比例系数

对非单一电介质中的轴对称场,例如图 6.1-11(a)所示的支柱绝缘子,由于存在空气和瓷两种介质,因此电解槽中相应于空气和瓷的部分应取不同的 θ 角。空气的 ϵ_r 为 1,瓷的 ϵ_r 为 6,所以空气部分和瓷部分的倾斜角之比应为 6,如图 6.1-11(b)所示。介质分界面处也应有导体针列。

3) 局部模型。由于电解槽的尺寸有限,较大绝缘结构电场模拟的准确度也会受到影响。此时若需对某局部电场测得更完整而准确些,则可进行第二次模拟,即局部模拟。局部模拟的方法是将该局部附近第一次测得的等位面,在尺寸上加以放大,做成相应的模拟电极,即可进一步详细地测得该部分的电位分布。

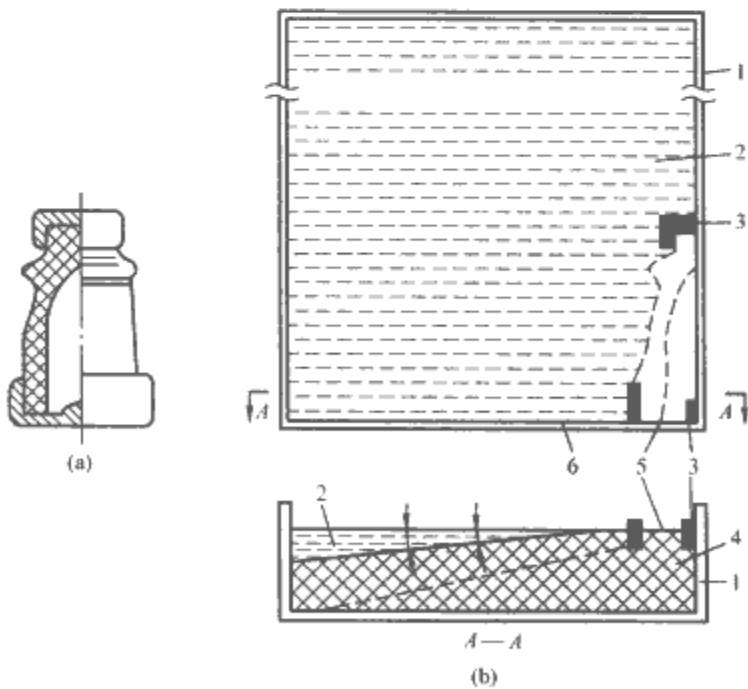


图 6.1-11 户内支柱绝缘子的电解槽模型
(a)实物;(b)模型
1—槽体;2—电解液;3—模拟电极;4—石蜡;
5—导体针列;6—模拟金属构架的电极

(5) 测试系统。

1) 电源。直流电压下电极附近会产生极化作用,畸变电场,引起测量误差,因此需要采用交流电源。随着电源频率增加,极化作用减弱。但频率过高时,模拟电极和探针之间杂散电容 C_1 、 C_2 的影响就会增大,使平衡困难。电源频率一般选为 $500 \sim 2000\text{Hz}$ 。要求不太高时,也可用工频 50Hz 电源。电源电压不能太高,否则将因电解液发热而产生误差,电压一般约 $20 \sim 30\text{V}$ 。

2) 探针。常选用黄铜丝、不锈钢针或镀铜钢针。针头太粗会影响所在处的电导,同时探针周围液面升高,均会畸变电流场而影响测量准确度。针头直径一般选为 $0.1 \sim 0.35\text{mm}$ 。测试时探针入液不可太深,特别对轴对称场,否则会有较大误差,一般入液深度为 1mm 。

3) 指零仪。采用音频电源时可用示波器、耳机作指零仪,采用工频电源时也可用振动检流计作指零仪。必要时可加接放大器。

5.3 导电纸法

导电纸法和电解槽法的原理相同,但更简便些。由于是用石墨导电纸作为导电媒质,因此它宜于模拟二维场,纸面代表被模拟电场的某一平面。模拟电极可用金属薄膜剪成,贴在导电纸面上。测试系统和电解槽法相同,但也可用直流电源。测试时将导电纸铺在绝缘台上,在模拟电极间加上电压后,探针碰到纸面上某点,即可测得该点电位。

模拟非单一电介质中的电场时,可按介电常数的比例,调配导电纸的层数(即介电常数大者用的层数多)来模拟各种电介质。

和电解槽法相比,导电纸法造型方便,但不能模拟旋转对称体电场。此外,石墨导电纸的电导是各向异性的,这会引起附加误差;用电解液浸渍导电纸,可以减小这方面的影响。

第2章 电介质的基础理论

1 概述

电介质指在电场作用下能建立极化的一切物质。广义上说,它不仅包括绝缘材料,而且包括各种功能介质材料,甚至包括电解液和金属材料。

电介质的基础理论主要是电介质物理,它是凝聚态物理中的一个重要分支。电介质物理是专门研究宏观物质中束缚电荷位移运动规律的科学。随着科学技术的发展,电介质物理所涉及的范围愈来愈广泛,这里着重介绍电介质的结构理论,包括电介质的微观结构、宏观热力学特性、三种状态下的物理性质及分子结构等。

2 原子结构及量子化模型

为了研究电介质的放电机理,必须了解电介质的微观结构。关于电介质的原子结构理论主要包括卢瑟福的核式结构模型、原子结构的古典量子论及原子结构的量子力学论。

2.1 卢瑟福的核式结构模型

1911年,卢瑟福为了解释 α 粒子散射实验,提出了原子的核式结构模型,即原子的中心是一个带正电荷的原子核,电子在外层绕核旋转。原子核的半径约在 $10^{-15} \sim 10^{-14}\text{m}$ 左右,原子核所带的正电荷的电量与绕核旋转的所有电子所带的负电荷的电量相等,整个原子呈中性,整个原子的质量几乎全部集中在原子核上。以氢原子为例,原子的结构模型如图6.2-1所示。 F_e 表示电子与原子核之间的库仑引力; F_n 表示电子在做圆周运动时,作用在电子上的离心力; m 为电子质量; M 为质子质量。

这种原子模型和经典电磁理论有深刻的矛盾,不能用研究宏观现象的经典电磁理论来解释原子中的微观现象。

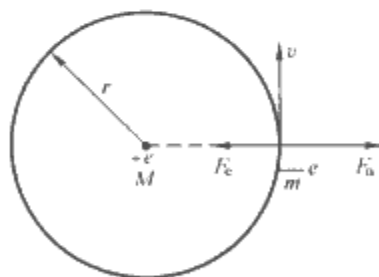


图 6.2-1 氢原子模型

2.2 原子结构的古典量子论

为了解决用经典电磁理论来处理原子模型所出现的矛盾,玻尔提出了原子结构的量子化轨道理论,索末菲在玻尔基础上提出椭圆形轨道理论,乌伦贝克和高兹米特提出电子本身有自旋动量矩及磁矩的概念,泡利提出了两个以上电子不能共处于同一量子状态的“不相容原理”,这些理论成为原子量子理论的基础(古典量子论)。

2.2.1 玻尔的古典量子论

玻尔在原子有核模型的基础上,为了克服经典理论与实验结果的矛盾,结合原子光谱规律,发展了普朗克的能量子

概念,于1913年对原子结构提出了三个基本假设,成为原子量子理论的基础(古典电子论)。

(1) 电子绕核旋转的所有可能的轨道中,只有电子的动量矩 p 等于 $h/2\pi$ 的整数倍的那些轨道运动才是稳定的。

(2) 电子在(1)所许可的任一轨道上运动时,它具有一定的能量 u_n ,而不向外辐射能量(电磁波),这称为稳定运动状态。

(3) 只有当电子从量子化条件所决定的一个具有较大的能量为 u_i 的稳定状态过渡到一个较低能量为 u_j 的稳定状态时,电子才发射出具有一定频率的单色光。

从玻尔的第一、第二两个基本假设可知,原子中的电子可能具有的动量矩 p 是不连续的,电子可能具有的能量也是不连续的。通常把这种以突变形式变化的能量值称为能级。从第三基本假设可知,原子状态的变化过程也只能从一个稳定状态突变到另一个稳定状态,而不可能过渡到其他中间状态。根据玻尔的假设,氢原子的能量亦为一系列不连续的值,为此,可用能级图和稳定轨道示意图来表示氢原子在不同状态时的能量值和稳定轨道(见图6.2-2)。

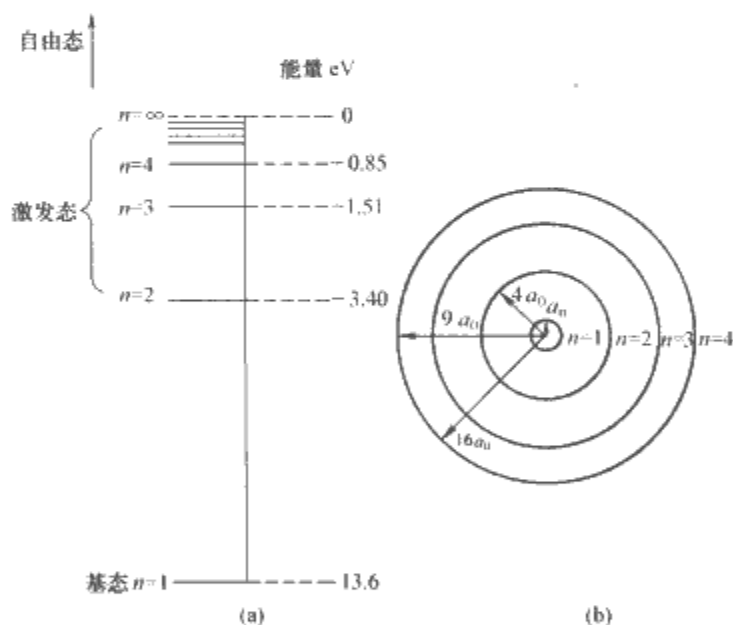


图 6.2-2 氢原子的能级图和稳定轨道图

(a) 氢原子能级; (b) 玻尔稳定轨道

2.2.2 索末菲的椭圆形轨道理论

玻尔把电子绕核运动作为圆周运动,索末菲在玻尔基础上加以推广,认为电子绕核有作椭圆运动的可能性,同时他还考虑了轨道平面在空间取向的可能性。

氢原子中的电子作椭圆运动时,不但它的极坐标角 φ 要变化,而其矢径 r 也要作圆周性的变化,即有两个自由度,如图6.2-3所示。索末菲假设:可能存在的稳定椭圆轨道,必须满足下列两个量子条件

$$\left. \begin{aligned} \oint p_{\varphi} d\varphi &= n_{\varphi} h \\ \oint p_r dr &= n_r h \end{aligned} \right\} \quad (6.2-1)$$

式中: n_{φ} , n_r 分别为角量子数和径量子数,都为整数; p_r 为矢径 r 方向的动量; p_{φ} 为垂直于矢径的角动量。

根据行星椭圆运动的开普勒第二定律,角动量 p_{φ} 在整个运动过程中不变,则沿一循环积分可得

$$\int_0^{2\pi} p_{\varphi} d\varphi = 2\pi p_{\varphi} = n_{\varphi} h, p_{\varphi} = n_{\varphi} h / 2\pi$$

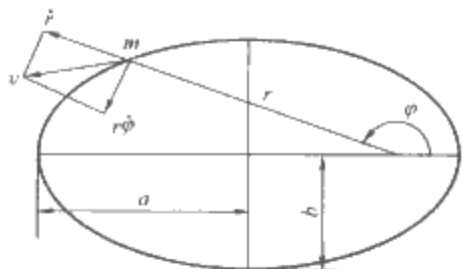


图 6.2-3 氢原子中电子的椭圆轨道

第一量子条件是与玻尔圆周轨道的量子条件相同的。

根据椭圆方程的求解可以得到电子绕核作椭圆运动时,其椭圆长半轴 a 与短半轴 b 之比,等于径量子数 n_r 及角量子数 n_{φ} 的和与角量子数 n_{φ} 之比。令 $n_r + n_{\varphi} = n$ $n=1, 2, 3, \dots$, n 称为主量子数,则上述表达可以写成

$$\frac{a}{b} = \frac{n_r + n_{\varphi}}{n_{\varphi}} = \frac{n}{n_{\varphi}} \tag{6.2-2}$$

由此可知,电子的椭圆轨道是不能任意的,其长短轴之比必须等于两个整数比,只有满足式 (6.2-2) 比例关系的椭圆轨道才是最稳定的。

实际上索末菲理论和玻尔理论一样,认为电子的运动仍遵守古典力学的规律,沿一定轨道运动。量子力学的研究指出,古典物理学概念完全不能适用原子内部的运动过程,电子运动不具有一定的轨道,同时电子的动量矩也不是 $h/2\pi$ 的整数倍,而满足下面的条件

$$p_0 = \sqrt{l(l+1)} \quad h/2\pi \tag{6.2-3}$$

而且, $p_0=0$ 的状态也是可能存在的,即当 n 为定值时, l 可以为下列数值

$$l=0, 1, 2, \dots, n-1$$

这时, l 称为副量子数,它代替了角量子数 n_{φ} 。

由于电子是在空间运动的,它应有三个自由度,所以索末菲考虑了轨道平面在空间的取向问题,认为电子轨道平面在空间的取向也应该是量子化的,即电子轨道平面在空间不能取任意的方位。从力学中知道,电子绕核作椭圆运动时,其动量矩是守恒的,则轨道平面内的动量矩在球面坐标 z 轴上的投影也是一恒定值。由于动量矩在 z 轴上投影的量子化,根据轨道平面与 z 轴的夹角,索末菲提出采用 m 来表达轨道平面在空间可能具有的不同方位。一般认为 z 轴为外磁场方向,因而 m 也就称为磁量子数。

当 l 为定值时, m 的可能值有 $2l+1$ 个,即

$$m=0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm l$$

亦即当 l 为某一定值时,动量矩在 z 轴上的投影可以有 $2l+1$ 个不同的数值。

电子的自旋:1925 年乌伦贝克和高兹米特提出电子具有自旋动量矩和磁矩的假设,认为电子有绕核的运动,也具有本身的自旋。并引入自旋磁量子数 m_s , $m_s=\pm\frac{1}{2}$ 。

综上所述,用量子理论描述原子中电子的运动状态,要有四个称为量子数 (n, l, m, m_s) 的一组数值;主量子数 n 决定电子的能量;轨道量子数 l 决定电子绕核运动的轨道动量矩;磁量子数 m 决定轨道动量矩在外磁场方向上的投影;自旋量子数 m_s 决定自旋动量矩在外磁场方向上的投影。

2.2.3 多电子原子中的电子分布

(1) 泡利不相容原理。在一个原子中,任何两个电子不可能有完全相同的一组量子数 (n, l, m, m_s),即不可能有两个以上的电子具有完全相同的运动状态。

(2) 能量最小原理。在原子系统内,每个电子趋向于占有最低的能级。当原子中电子的能量最小时,整个原子的能量最低,此时原子处于稳定态,又称基态。原子中的全部电子总是从最内层开始向外排列。由于原子的能级不仅决定于主量子数 n ,而且还与其他量子数有关,所以,电子按能量最小原理排列时,往往不是按主壳层次排列,而按次序在各亚壳层排列 (见图 6.2-4)。部分元素的电离能见表 6.2-1,原子的电子亲合能见表 6.2-2。

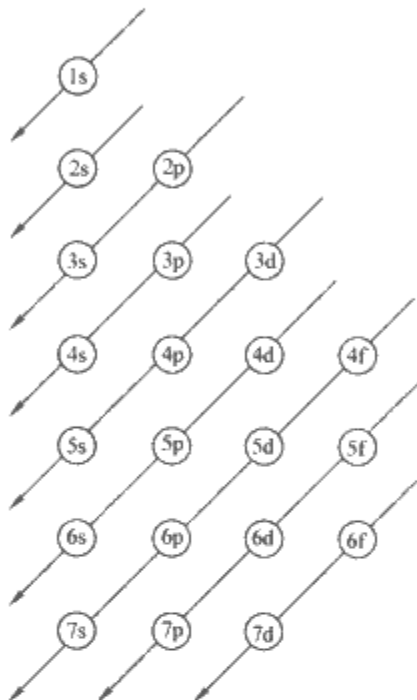


图 6.2-4 原子中电子填充壳层的次序图

表 6.2-1 部分元素的电离能 eV

| 元 素 | 电离能 | 元 素 | 电离能 |
|-----|--------|-----|--------|
| H | 13.595 | Ne | 21.559 |
| He | 24.580 | Na | 5.138 |
| Li | 5.390 | Mg | 7.644 |
| Bo | 9.320 | Al | 5.984 |
| B | 8.296 | Si | 8.149 |
| C | 11.264 | P | 11.0 |
| N | 14.540 | S | 10.357 |
| O | 13.614 | Cl | 13.01 |
| F | 17.420 | K | 4.339 |

表 6.2-2 原子的电子亲合能 eV

| S ² | S ² | p ¹ | S ² | p ² | S ² | p ³ | S ² | p ⁴ | S ² | p ⁵ | S ² | p ⁶ |
|--------------------------------|-----------------------|---------------------|---------------------|--------------------|--------------------|----------------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| H ⁻ 0.747 | He ⁻ -0.37 | | | | | | | | | | | |
| Li ⁻ 0.54 | Be ⁻ -0.6 | B ⁻ 0.2 | C ⁻ 1.7 | N ⁻ 0.0 | O ⁻ 2.2 | F ⁻ 3.63 | | | | | | |
| Na ⁻ 0.74 | Mg ⁻ -0.3 | Al ⁻ 0.6 | Si ⁻ 2.2 | P ⁻ 0.8 | S ⁻ 2.4 | Cl ⁻ 3.78 | | | | | | |
| d ¹⁰ s ² | | | | | | Br ⁻ 3.52 | | | | | | |
| Cu ⁻ 1.0 | | | | | | I ⁻ 3.12 | | | | | | |
| Ag ⁻ 1.13 | | | | | | O ²⁻ -6.5 | | | | | | |
| Au ⁻ 2.43 | | | | | | S ²⁻ -4.0 | | | | | | |

2.3 原子结构的量子力学论概要

原子结构的古典量子论是在经典电磁理论的基础上加上

一些量子化条件,虽然解决了有核原子模型与经典电磁理论的矛盾,但认为电子的运动仍然遵守古典力学的规律,沿一定的轨道运动,实际上电子运动并非具有一定的轨道。量子力学是从新的观念出发建立起来的一种比较完整的理论。

新的观念首先是由法国物理学家德布罗意 1924 年提出,其基本观点是:不仅光具有波、粒“两象性”,所有的基本粒子,如电子、质子、中子、原子和分子等所有基本粒子都具有“两象性”。为了区别于光子,把这些粒子的波称为物质波,即德布罗意波。为此,德布罗意假设,在整个空间自由运动的每个粒子,都具有一单色平面物质波,这个物质波的频率、波长和粒子的能量、动量之间的关系和光波的频率、波长与光子的能量、动量之间的关系完全相同。

3 原子间作用力和分子的形成

原子和离子均是由带正电的原子核和围绕其周围运动的带负电的电子组成,原子、离子间有吸引力,但过于接近时,它们之间又会产生排斥力,当这两个力达到平衡时,就形成了稳定结合的分子。原子间的典型作用力有如下几种:

(1) 玻恩斥力。当原子间距离小于平衡点而使两个原子的内层满壳层电子相接触,就产生很强的排斥力,这时原子间作用力势能急剧上升。此外,原子核之间、电子之间的库仑斥力也在原子间距离进一步缩小时迅速增大,这些斥力统称为玻恩斥力。

(2) 吸引力。原子相互结合成分子时,原子之间存在着强烈的相互作用,除了上述玻恩斥力外,起支配作用的是吸引力,即化学键和分子间作用力。

1) 化学键。分子中相邻的两个或多个原子(或离子)之间的、主要的、强烈的、吸引的相互作用称为化学键。化学键主要有离子键、共价键、金属键及原子轨道的杂化等几类。

2) 分子间作用力(范德华力)。在分子型物质的分子间存在一种较弱的作用力,称为分子间作用力,又叫范德华力。分子间作用力是一种总的提法,实际上包括三种力:取向力、诱导力及色散力。

4 电介质的宏观热力学特性

物质中的分子和原子在不断地做无规则的布朗运动。因此,电介质的热性质与分子的热运动就必然有不可分割的联系。电介质的热力学特性包括热力学的基本定律、热力学函数以及统计力学的分布函数。热力学和统计力学就是研究物质的一般热性质和热运动规律的科学,它们是密切相关的,但又有区别。热力学是用宏观的方法研究热运动在宏观上表现出来的一般规律,统计力学则从物质的微观结构出发,应用微观粒子运动的力学定律和统计方法来研究物质的热性质。

4.1 热力学概要

热力学中把要研究的宏观物体(气、液和固体)称为热力学系统,简称为系统。一个系统处在不变的外界条件下时,经过一定时间后,系统将达到一个宏观性质不随时间而变化的状态,这种状态称为热力学平衡状态或热动平衡。热力学主要研究系统处于热平衡时物质的宏观性质之间的关系。

4.1.1 热力学第一定律

任何一个状态变化过程中,系统从环境吸收的热量 dQ 等于系统内能的增加 dU 与系统对环境所做的功 dA 之和。

热力学第一定律的数学表达式

$$dQ = dU + dA \quad (6.2-4)$$

通常规定:系统吸热时, dQ 为正值,放热时, dQ 为负值;系统对外做功时, dA 为正值,外界对系统做功时, dA 为负值;系统内能增加时, dU 为正值,内能减少时, dU 为负值。在 SI 单位制中,热量、内能、功的单位均为焦耳。

4.1.2 热力学第二定律

热力学第一定律说明了能量转化的数量关系,热力学第二定律解决过程进行的限度及过程进行的方向问题。

热力学第二定律:可以找出一个态函数——熵 S ,它在可逆过程中的变化 dS 等于系统所吸收的热量 dQ 与热源的热力学温度 T 之比;在不可逆过程中,这个比值小于熵的变化。对于无限小的变化过程,热力学第二定律的数学表达式为

$$dS \geq \frac{dQ}{T} \quad (6.2-5)$$

$dS > 0$, 是不可逆过程,自发过程; $dS = 0$, 是可逆过程,平衡状态。

在绝热过程中,系统的熵永不减少;对于可逆绝热过程,系统的熵不变;对于不可逆的绝热过程,系统的熵是增加,这个结论称为增熵原理。

4.1.3 其他热力学函数

(1) 自由能。根据热力学第一、第二定律,可得

$$dF = -SdT - dA \quad (6.2-6)$$

函数 F 是系统的一个态函数,称为自由能函数。如果系统中发生一个等温过程,则在此过程中 $dA = -dF$ 。即等温过程中,系统对外做的功等于它的自由能的减少。

(2) 吉布斯函数。令 $G = U - TS + p_0 V = F + p_0 V$, 热力学基本方程可写为

$$dG = -SdT + Vdp_0 - dA_1 \quad (6.2-7)$$

式中: dA_1 是压力以外的其他广义力(例如电场强度、磁场强度,以及在多相系统中,组分变化所相应的力等)所做的功。

函数 G 是系统的一个态函数,称为吉布斯函数。微商 dA_1 是压力以外的其他广义力所做的功。在等温等压过程中, $dA_1 = -dG$ 。即在等温等压过程中,除去体积膨胀的一部分功以外,系统对外界所做的功等于它的吉布斯函数减少。

(3) 化学势。在以前的讨论中,系统的粒子数是不变的,因此认为系统内能的变化,可以是由于系统吸收热量或由于系统对外做功的结果。但在组成系统的粒子数有变化的情况下,热力学第一定律的方程变为

$$dU = dQ - dA + \sum \mu_j dN_j \quad (6.2-8)$$

这里引入的量 μ_j 称为化学势,它等于一摩尔物质的吉布斯函数; N_j 为系统中第 j 种粒子数。化学势在某种意义上是与电动势和引力势相类似的,静电能量的变化等于静电势与电荷变化的乘积,引力能量的变化等于引力势与质量变化的乘积,而内能的变化就等于化学势与粒子数变化的乘积。

4.2 统计力学概要

统计力学是从每一个粒子的微观行为来讨论多粒子集合系统的宏观性质。大量的粒子系统都受统计规律的支配。为了定量的说明统计规律,需要引入一个新的物理概念——分布函数。在多粒子系统中,各粒子并不具有相同的能量或速度。假设粒子总数为 N , 能量在 u_j 到 $u_j + du$ 之间的粒子数

为 $dN_j = n(u)du$, $n(u)$ 为单位能量间隔中的粒子数。当 du 取得足够小时, 我们可以得到粒子的能量分布函数为

$$\left. \begin{aligned} \frac{dN_j}{N} &= f(u)du \\ f(u) &= \frac{n(u)}{N} \end{aligned} \right\} \quad (6.2-9)$$

$f(u)$ 的物理意义是指在能量 u_j 附近的单位能量间隔内的粒子数占总粒子数的比率, 称为粒子的能量分布函数在统计理论中, 分布函数又称为几率密度。下面介绍目前分布函数 $f(u)$ 常见的统计分布规律。

(1) 麦克斯韦-玻尔兹曼统计分布。麦克斯韦根据气体运动理论进行分析后指出, 在热平衡状态下, 当气体分子间的相互作用可以忽略时, 气体分子的速度分布函数具有下列形式

$$f(v) = 4\pi \left(\frac{m}{2\pi kT} \right)^{3/2} v^2 e^{-\frac{mv^2}{2kT}} \quad (6.2-10)$$

式中: T 为气体的热力学温度; m 为气体分子的质量; k 为玻尔兹曼常数 ($k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$)。该式被称为麦克斯韦速度分布函数, 由这一分布函数所确定的速度分布的统计规律叫做麦克斯韦速度分布率。

根据麦克斯韦速度分布函数, 可以推导出气体分子按平均动能的分布。我们将分子按能量分布的统计规律称为玻尔兹曼分布。一般认为, 这种分布对各种系统和各种能量形式几乎都是适用的, 其通用式为

$$f(u) = Ae^{-\frac{u}{kT}} \quad (6.2-11)$$

式中: A 为常数, 由具体情况决定, $e^{-\frac{u}{kT}}$ 为玻尔兹曼因子。

(2) 费米-狄拉克统计分布。由于玻尔兹曼统计分布没有考虑粒子的量子效应, 因此对某些问题的处理 (如固体的比热与温度的关系, 金属导电性等问题) 就出现了理论结果与实验事实不符的情况。为此人们考虑了粒子的量子效应, 在量子力学的基础上建立了所谓量子统计学。费米-狄拉克统计分布和玻色-爱因斯坦统计分布均属量子统计。

费米-狄拉克根据量子化条件导出了电子按能量分布的统计规律, 其分布函数为

$$f(u) = \frac{1}{e^{(u-u_f)/kT} + 1} \quad (6.2-12)$$

式中: k 为玻尔兹曼常数; T 为热力学温度; u_f 为费米能级, 对一定的系统来说, 它是一个和总电子数有关的常数。式 (6.2-12) 通常称为费米分布函数, 它表示一个电子占能量为 u 的能级的几率。

(3) 玻色-爱因斯坦统计分布。与费米-狄拉克统计相同, 但是假设进入同一能量状态的粒子数不受限制, 据此获得的系统粒子的玻色-爱因斯坦量子统计分布函数为

$$f(u) = \frac{1}{Ae^{u/kT} - 1} \quad (6.2-13)$$

式中: A 为由系统决定的常数; k 为玻尔兹曼常数; T 为热力学温度。光子等遵从这个统计分布规律。

5 气体的物理性能和状态方程

气体具有一般流体所共有的四个基本特性, 即连续性、流动性、可压缩性以及黏性, 但气体与一般的流体相比具有显著的特点, 即气体密度的空间分布不仅与压强有关, 而且还依赖于温度。由于分子本身的体积比分子之间的空隙要小得多, 分子在这些空隙间杂乱无章地运动着, 但服从于统计分布规律: 玻色-爱因斯坦统计或费米-狄拉克统计。一切理

想气体都具有相同的行为, 无论是单一气体或是混合气体, 都可由理想气体的状态方程得到。

5.1 理想气体状态方程

理想气体状态方程为

$$p = \rho RT \quad (6.2-14)$$

温度一定时, 气体的压强 p 与它的密度 ρ 成正比; 当密度 ρ 一定时, 气体的压强 p 与热力学温度 T 成正比。

在工程中, 把不含水汽、液体和固体微粒的空气称为干空气或者干空气, 并把干空气当成一种分子量为 28.97 的单一气体来处理。于是干空气的状态方程为

$$p = \rho R_d T \quad (6.2-15)$$

式中: R_d 为干空气的摩尔气体常数, $R_d = \frac{R}{\mu_d} = \frac{8.314}{28.97} = 0.287 \text{ J/(mol} \cdot ^\circ\text{C)}$ 。

在工程实际中, 空气总是含有水汽的, 我们把这种含有水汽的气体方程称为湿空气。湿空气的状态方程为

$$p = \rho R_d T \left(1 + 0.378 \frac{e}{p_0} \right) \quad (6.2-16)$$

现引入虚温 $T_v = (1 + 0.378 \frac{e}{p_0}) T$, 则

$$p = \rho R_d T_v \quad (6.2-17)$$

虚温 T_v 的物理意义是指在同一压力下, 当干空气密度等于湿空气密度时, 干空气所具有的温度。将式 (6.2-17) 与式 (6.2-16) 相比可知, 干、湿空气的状态方程形式相似, 但湿空气的虚温 T_v 比实际温度高。

实际上, 在工程应用范围内, 空气完全可以视为理想气体, 并不会引起显著的差异。但理想气体状态方程不适用于 SF_6 气体。 SF_6 气体分子质量大, 分子间的相互作用显著, 从而使其与理想气体的特性产生偏离。一般认为 Beattie-Bridgman 公式适用于实际 SF_6 的状态方程

$$p = 0.58 \times 10^3 \rho T (1 + B) - \rho^2 A \quad (6.2-18)$$

式中: $A = 0.764 \times 10^{-3} (1 - 0.727 \times 10^{-3} \rho)$; $B = 2.51 \times 10^{-3} \rho (1 - 0.846 \times 10^{-3} \rho)$ 。

5.2 气体的物理参数

(1) 气压。气压 p 是指大气的压强, 也是气体的分子运动与地球重力场综合作用的结果, 即

$$p = \frac{F}{A} = \frac{mg}{A} \quad (6.2-19)$$

式中: F 为面积 A 上所承受的力; m 为任何面积 A 上的大气质量; g 为重力加速度。

(2) 气温。气温表示气体的冷热程度。在一定的容积内, 气体分子的平均动能只与温度有关, 且与热力学温度 T 成正比。当气体获得热量时, 分子运动的平均速度增大随之平均动能增加, 气温也就升高; 当失去热量时, 气温就降低。

(3) 湿度。气体的湿度表示大气中水汽量的多少。通常用绝对湿度、相对湿度、含湿量、比湿等来表示。

绝对湿度 (h_a) 是指单位体积气体中所含的水汽量, 单位是 g/m^3 。

相对湿度 (h_r) 是空气中的实际水汽压 p_w 与同温度下的饱和水汽压 $p_{w,s}$ 的比值, 以百分数表示

$$h_r = \frac{p_w}{p_{w,s}} \times 100\% \quad (6.2-20)$$

相对湿度的大小直接反映距离饱和程度, 其值不仅随气体中水蒸气含量而变, 同时也随气温而变化。

比湿是一团湿空气中单位千克空气的水汽含量,单位是 g/kg。

含湿量是湿气体中所含水汽的质量 m_w 与干气体质量 m_d 的比值,单位是 g/kg。

(4) 露点。当气体中水汽含量不变时,在一定的气压条件下,使空气冷却到达饱和时的温度,称为露点温度,或称露点 (T_d)。

气压一定时,露点的高低只与空气中的水汽量有关,水汽含量越高,露点越高,所以露点也是反映空气中水汽含量的物理量。

(5) 气体的密度。气体的质量与气体的体积比值称为气体的密度,即

$$\rho = \frac{m}{V^3} \quad (6.2-21)$$

气体的密度是随着其温度、湿度、压力变化的物理量。

6 固体电介质的结构与能带模型

6.1 固体电介质的结构

固体可分为晶体和非晶体两大类。

晶体具有规则面对称的外形,能自发生成多面体形状,晶体具有各向异性的基本特点,即在各个方向上具有不同的物理性质;晶体有一定的熔点。

非晶体没有一定的几何外形,非晶体不具有各向异性的特点,它沿各个方向都有相同的物理性质;非晶体也没有一定的熔点。

根据 X 射线分析,晶体是由分子、原子、离子或其他原子集团有规则地排列而成。这种排列按一定方式不断地做周期性地重复。晶体结构的这种周期性是晶体结构上的基本特征,非晶体一般没有这种特征。晶体中微粒(分子、原子、离子等)作周期性地排列所组成的骨架称为晶格(见图 6.2-5)。微粒重心的位置称为晶格的结点,结点的集合称为点阵。

整个晶体的结构可以看成是由结点沿空间三个不同方向各自按一定的距离周期性地平移而成的。每一平移的距离称为周期。虽然在一定方向上周期是一定的,但在不同方向上的周期却不一定相同。

空间点阵可以从各方向划分成许多组平行且等距离的平面族,它们能够强烈地衍射 X 射线,而称这些平面为结晶面。原子聚集密度较大的晶格之间距离较大,结合力较弱,易于分裂开,这种晶面称为解理面,晶体具有解理面是其基本特点之一。

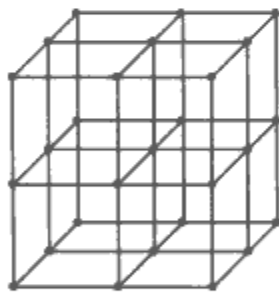


图 6.2-5 晶格

6.2 晶格缺陷与热振动

6.2.1 晶格缺陷

实际晶体中微粒的排列并非像理想晶格那样是沿三维空间有序的、无限周期重复性排列的,而是或多或少地存在各式各样的缺陷,这些缺陷的存在会严重影响着晶体的性质。造成晶体点阵结构的周期性排列发生畸变的一切因素都称为晶格缺陷。按照缺陷在空间分布的情况可分为以下三类:

(1) 点缺陷。理想晶体中的一些原子被外界原子所代替,或者在晶格间隙中掺入原子,或者留有原子空位,破坏了有规则的周期性排列,引起质点间势场的畸变,这样造成

晶体结构的不完整,仅仅局限在原子位置,则称为点缺陷。它又分为晶格位置缺陷(如空位或间隙原子)、组成缺陷(如杂质离子)和电子缺陷。

晶格位置缺陷主要有两种:弗兰凯尔缺陷和肖特基缺陷。一般说来,正、负离子半径相差不大时,肖特基缺陷是主要的;反之,弗兰凯尔缺陷是主要的。

组成缺陷:杂质原子(少于 0.1%)进入晶体后,破坏原子有规则的排列,并且引起杂质离子周围的周期势场变化造成。

电子缺陷:由于热能作用或其他能量传递作用,价带中的电子因得到能量而被激发入导带,在价带留下一空穴,在导带存在一电子。因空穴和电子带正和负电荷,因此在它们之间形成了一个附加电场,引起周期势场畸变,造成晶格的不完整性。

(2) 线缺陷、位错。实际晶体在结晶时受到杂质、温度变化或振动产生的应力作用,或晶体受到机械应力作用,使晶体内部质点排列变形,原子排列间相互滑移而在晶体内沿某一线附近的原子的排列与完整晶格不同时,形成线缺陷。位错就是这样的一种缺陷。

位错属于一种畸变状态,将引起能带的变化,甚至吸引电子。

(3) 面缺陷、晶界。多晶体中不同取向的晶粒之间的界面称之为晶界。由于晶界附近的原子排列比较混乱,形成面缺陷。

6.2.2 晶格热振动

晶体中的原子以平衡位置为中心不停地振动,即热振动。当温度很高时,原子振幅很大,甚至可以脱离平衡位置,产生扩散现象。当温度不太高时,原子的振动可以看作是谐振子,由量子力学可以导出线形谐振子的能量为

$$\left. \begin{aligned} u_n &= \left(n + \frac{1}{2}\right) h\nu \quad n = 0, 1, 2, \dots \\ \nu &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_e}{m}} \end{aligned} \right\} \quad (6.2-22)$$

式中: m 为原子质量; k_e 为等效弹性系数。

晶格振动的能量具有量子化,以 $h\nu$ 为单元来增加能量。通常把晶格振动的“量子”称为“声子”,它具有的能量为 $h\nu$, ν 是晶格振动的固有频率。晶格的热振动在一定的程度上破坏了晶格的周期性,因此,晶格热振动也是产生晶格缺陷的原因之一。

6.3 固体电介质的电子论和能带

6.3.1 电子的共有化运动

晶体中电子与孤立原子中的电子不同,根据电子的波动特性,量子力学认为,晶体中的电子并不像孤立原子中的电子是在一系列能级的波尔轨道上运动,而是以一定的概率在晶体中所有结点上的离子和其他所有电子产生的势场中出现,并且可用波动函数来描述各种不同运动状态。

晶体中的原子紧紧相挨,周期性地排列在晶体中,相邻原子的间距只有几埃的数量级,因此任何一个原子都要受到周围其他原子的电场和磁场的作用,所以晶体中的电子状态肯定要受到影响而与孤立原子中的电子不同。当两个原子相距较远时,其势能曲线和能级如同两个孤立原子一样。这时电子的能量状态没有变化,两个原子之间有一宽而高的势垒相隔,所以电子只能在各自的原子内部运动。其能量仍是分立的能级。当两个原子互相靠得很近时,则第一个原子就要受到第二个原子势场的影响,同样,第二个原子也要受到第

一个原子势场的影响；这时不仅势垒宽度减小，而且势垒高度也有所降低。这时原来处于较高能级上的电子就可能穿透势垒，甚至其能量可能高于势垒。这样的电子便可以从一个原子转移到另一个原子上去，形成电子的共有化运动。所有晶体中的电子，由于周期势场的作用，使得电子不再属于某个原子，而像自由电子一样（称为准自由电子）可以在整个晶体中运动。

6.3.2 能带的形成

由 N 个原子组成的晶体中，原来各个原子都有一个电子处在能量为 u_0 的同一能级上，即这个 u_0 能级是 N 度简并的。当 N 个原子互相靠近结合成实际晶体后，原来孤立原子中的该能级上的电子都要受到周围原子势场的作用，产生附加能量，结果使原来 N 度简并的 u_0 能级分裂为 N 个互相靠得很近的能级，这 N 个能级就都组成一个能带。所以当 N 个原子结合成晶体后，原来孤立原子中的每一个能级都形成一个能带，如图 6.2-6 所示。原来处于低能级上的电子，也就是内壳层上的电子，共有化运动很弱，基本上仍处于被各自原子所束缚的状态，所以其能级分裂得很少，能带很窄。原来处于高能级上的电子，也就是外壳层上的电子，特别是价电子，共有化运动非常显著，其能级分裂得很厉害，形成的能带就比较宽。分裂成的能带称为允带，允带与允带之间不能存在能级的区域称为禁带。

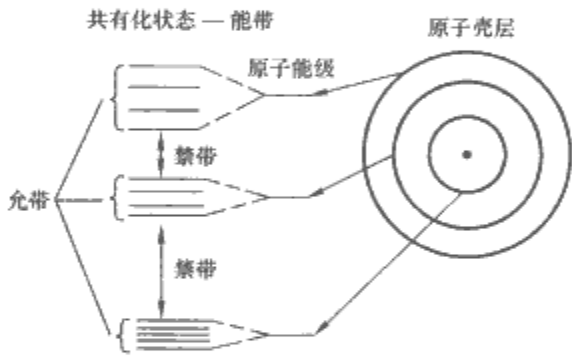


图 6.2-6 原子能级分裂成能带的示意图

6.3.3 能带模型

根据能带理论，可以说明固体之所以有导体、绝缘体和半导体之别。若固体是有 N 个原子组成的，则每个能带内部有 N 个能级，可容纳 $2N$ 个电子，当某元素的原子序数为 Z 时，则 N 个这种元素的原子就有 ZN 个核外电子，它们按泡利不相容原理，从低能值的能带开始按顺序的填充到各个能带内，于是就会形成不同的能带结构，如图 6.2-7 所示。

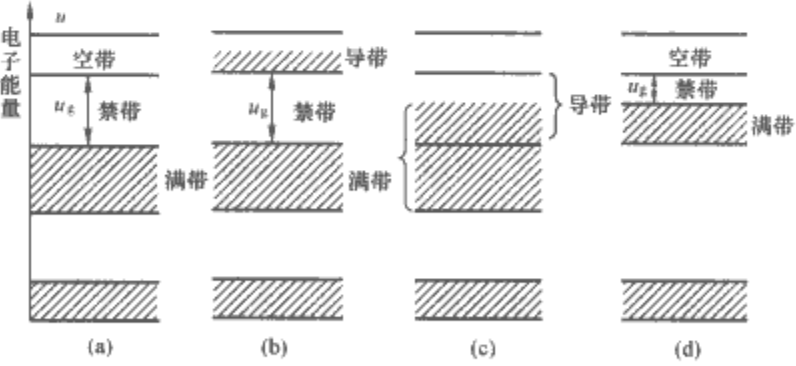


图 6.2-7 绝缘体、导体和半导体的能带模型
(a) 绝缘体；(b)、(c) 导体；(d) 半导体

图 6.2-7(a) 表示电子全部填满到某个能带，而其上面的能带则完全空着，没有电子。填满电子的能带称为满带，完全没有电子的能带称为空带。具有这种能带结构的固体通常称为绝缘体，电子不可能在此能带中有任何转移，虽然有电场作用，也不能改变它的电子状态，不能使电子的运动趋向于一个优势的方向而产生电流。图 6.2-7(b) 表示满带上面的

能带不是全部空着而是有一部分能级被电子填充，这样的固体称为导体。例如碱金属元素（Li, Na, K 等）中，最外层的电子只有一个，当 N 个此类原子结合成固体时，能带中有 $2N$ 个能级一半被 N 个电子占据，其余 N 个能级都空着，这种部分填充有电子的能带称为导带。这时若施加电场，导带中的电子便能增加动能，沿电场方向跳到能级较高的能级上，而形成电流。具有如图 6.2-7(c) 所示的能带结构的固体也称为导体，因为这时能带结构中最上面的满带和其上面的空带部分重叠，没有禁带，当加上电场时，满带上部的电子便可向重叠的空带移动从而产生电流。

有些固体在纯净的状态下是半导体，能带结构与绝缘体相同，不过满带与空带之间的距离较窄，如图 6.2-7(d) 所示。因而在满带中的部分电子，在不很高的温度下，受热运动的影响，能够被激发而越过禁带，进入到上面的空带中去而成为自由电子，能产生导电性。温度愈高，电子越过禁带的机会愈多，因而导电性愈大。当满带中的电子越过禁带而进入上面的空带中去后，就在下面的满带中产生一个空的位置——“空穴”，使满带中其他较高能级的电子可以跃迁到这个“空穴”来，因而使满带中的电子也能够参与导电。因为“空穴”沿着与电子相反的方向移动，故“空穴”的移动，相当于正电荷的移动，它形成的电流称为“空穴”电流。

7 液体电介质的分子结构与物理性质

7.1 液体电介质的分子结构

液体具有一般流体所共有的基本特性，即连续性、流动性、可压缩性和黏性。

液体和气体、固体一样都是由分子组成的，但液体分子间彼此间距很小，分子间的互相作用很大，其结构介于固体和气体之间。液体的内部结构是不连续的。但从连续介质的观点，研究其宏观的大量分子集团的运动时，可以把液体视为连续介质。液体具有的流动性、可压缩性比气体的压缩性小得多。

液体分子彼此之间的间距很小，相邻分子之间具有一定的排列次序，并围绕着本身的平衡位置振动。同时，液体分子的振动和移动是相互结合在一起的，移动相对于振动的时间是十分缓慢的。一般来说，在液体中处于热运动的分子的平均动能不足以克服内聚力，因而使液体能够保持它的体积不变，往往只有那些移动最快的分子才能从液体表面逸出而蒸发掉。如图 6.2-8 所示，在液体内部的分子 B 受到周围其他分子对它的引力是相对称的。因此，分子在液体内部移动无需做功。相反，处于液体表面附近的分子 A 受内部分子对它的引力比气体内部分子对它的引力要大得多，结果分子 A 受到一个指向液体内部的合力。所以，液体表面层的分子比内部分子相对不稳定，它有向液体内部迁移的趋势，导致液面表面积有自动缩小的趋向。从能量上看，若要将液相内部的分子移到表面，需要对它做功。这说明要使体系的表面积增加，必然要增加它的能量，所以体系就不稳定。而为了使体系处于稳定状态，液体表面分子有尽可能挤入液体内部的趋势，使液面尽可能减小，势能尽量降低。因此，对一定体积的液滴来说，在不受外力的影响下，其形状总是以取球形为最稳定。

7.2 液体的表面张力

液体的表面指液面下厚度约等于分子作用半径的一层液

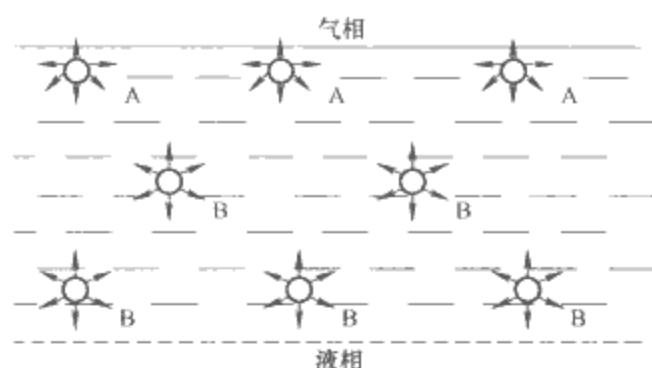


图 6.2-8 分子在内部和表面的受力情况

体。在液体表面层中，每个分子都受到一个垂直于液面并指向液体内部的力的作用，要把一个分子从液体内部移动到液体表面层内，必须反抗这个力做功，从而增加了这个分子的势能。分子在表面层内比在液体内部具有较大的势能，这个能称为表面能。

液体表面的分子有尽量挤入液体内部的趋势，使得液体具有尽可能缩小其表面的趋势。从宏观上看，液体表面好像一张绷紧的弹性膜，处在沿着表面、使表面有收缩倾向的张力作用下，这个作用力称为液体的表面张力。

液体的表面张力系数与温度有关。实验证明，温度愈高，液体的表面张力系数愈小。到达临界温度时，液体与气体不分，表面张力系数趋近于零。液体表面张力也与液体纯度有关，有杂质的液体表面张力系数会大为减小。

7.3 液体的黏滞度

在外力作用下，液体会发生流动。流动着的液体如果各流层的速度不相等，则在相邻的两个流层之间的接触面上将形成一对阻碍两流层相对运动的等效而反向的摩擦力，称为内摩擦力，液体的这种性质称为黏滞性。

根据牛顿内摩擦力定律，液体运动所产生的内摩擦力与沿接触面法线方向的速度梯度成正比，与接触面的面积成正比，与液体的物理性质有关，而与接触面上的压力无关，即

$$T = \eta S \frac{dv}{dy} \quad (6.2-23)$$

式中：\$T\$ 为液体层接触面上的内摩擦力；\$S\$ 为液体层之间的接触面积；\$\frac{dv}{dy}\$ 为沿接触面法线方向的速度梯度；\$\eta\$ 为液体物理性质的一个比例系数，称为动力黏度。

各种液体的动力黏度 \$\eta\$ 值各不相同，\$\eta\$ 随温度和压力而变化，压力的影响很小，通常只计及温度的影响。

8 高分子电介质的分子结构和理化性质

所谓高分子物质一般是指分子量超过 10000 的物质。分子量越大，高分子物质的特性越明显。高分子电介质是高分子材料的一个分支。这里所说的高分子电介质是指作为绝缘材料的有机高分子化合物。

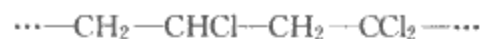
8.1 高分子的生成

高分子物质是由结构比较简单的小分子多次重复地用化学键结合起来的物质，其中作为基础的小分子称为单体。根据结合的方式不同，一般把高分子聚合物分为聚合物、共聚物和缩聚物等三类。

(1) 聚合物。聚合物是由一种单体分子多次重复键合而成的物质。例如，把乙烯 $\text{CH}_2=\text{CH}_2$ 打开双键聚合而成的物质称为聚乙烯



(2) 共聚物。共聚物是由两种或两种以上的不同单体分子聚合而成的物质。例如氯乙烯 $\text{CH}_2=\text{CHCl}$ 与偏二氯乙烯 $\text{CH}_2=\text{CCl}_2$ 反应生成物称为氯乙烯—偏二氯乙烯共聚物



(3) 缩聚物。缩聚物是两种或两种以上的单体分子化合时，结合部位的原子或原子团形成低分子物质析出，而留下的部分反复键合生成的物质称为缩聚物。例如顺丁烯二酸 $\text{HOOC}-\text{CH}=\text{CH}-\text{COOH}$ 和乙二醇 $\text{HO}-\text{CH}_2-\text{CH}_2-\text{OH}$ 反应，顺丁烯二酸两端的“OH”基与乙二醇两端“H”化合，分离出一个 H_2O 来，留下的部分键合就得到不饱和聚脂的缩聚物

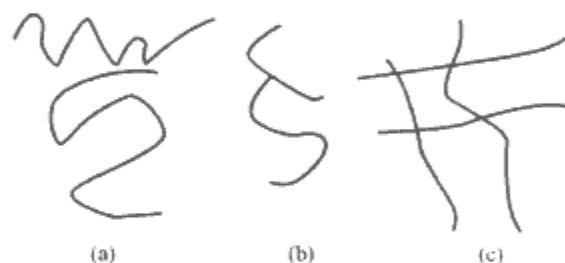


在缩聚反应中常常析出水这样的低分子物质，是缩聚反应和聚合反应的基本区别。

8.2 高分子的形态和性能

8.2.1 高分子的形状

按照高分子链中基本链节的连接方式，高分子的集合形状可分为三类：线型、支链型和交联型（见图 6.2-9）。

图 6.2-9 高分子的几何形状
(a) 线型；(b) 支链型；(c) 交联型

(1) 线型。它是由许多链节连接成的一个线性长链分子，其形状有比较卷曲和舒展的各种形状。线性聚合物中的绝大部分是可溶和可熔的。非极性的线性聚合物较软，有弹性，机械强度和耐热性能差；极性的线型聚合物大多具有较高的机械强度和耐热性能。

(2) 支链型。这类高分子在线型主链的两侧有相当数量的侧链（支链），当支链是由相同于主链的重复单元构成时，称为支链聚合物；当支链是由与主链不同的重复单元构成时，称为接枝共聚物。前者如聚乙烯，后者如聚氯乙烯。

支链型聚合物的性能接近于线性聚合物，但因为支链的存在增大了分子间的距离，减小了分子链间作用力，使分子链容易卷曲而具有较大的变形能力，从而提高了弹性和可塑性。

(3) 交联型。当线性大分子链间以交联键连接起来时就形成交联结构，这种结构称为网型结构或体型结构。交联型聚合物的性质与前两种有很大差异，一般随交联度的增加，机械强度增大，硬度和弹性模量增加，耐热性能提高，相对伸长率减小。

8.2.2 高分子聚合物的黏弹性

无定形高分子物质既具有黏性又具有弹性的这种力学性质称为黏弹性。

高分子聚合物的黏弹性表现为：①当固定应力时能观察到形变随时间的增长而增加的蠕变现象；②当固定形变时能观察到应力随时间的增长而衰减的应力松弛现象；③在循环应力的作用下能观察到形变滞后于应力的滞后现象。

蠕变和应力松弛常称为静态黏弹性，而滞后现象则称为

动态黏弹性。

(1) 蠕变。所谓蠕变,是指高聚物在固定应力下形变随时间的增长而增加的现象。

蠕变的机理是高聚物分子在外力长时间作用下发生了构象的变化(如有的分子由卷曲逐渐伸展)或产生位移(这时导致不可逆的塑性形变)。影响蠕变的因素有高聚物的分子结构、分子链柔性、环境温度和作用力的大小。凡主链含芳香环的高聚物,其耐蠕变性较好。

(2) 应力松弛。应力松弛是保持恒定形变下,物体所受应力随时间增长而衰减的现象。

应力松弛也与蠕变机理一样,也是大分子在力的长时间作用下发生构象改变或产生位移,使原来应力衰减或消失。图 6.2-10 所示为这一过程的示例。图 6.2-10(a)表示样品起始的情况,分子链卷曲,相互缠结;图 6.2-10(b)为突然拉伸到某一长度,分子链有的被拉长,有的仍相互缠着,体内产生了一定的张应力;图 6.2-10(c)表示固定这一形变经相当长时间后分子链慢慢地经过链段运动,调整构象,恢复到比较自然稳定的状态,有些缠结点被散开,应力消失。

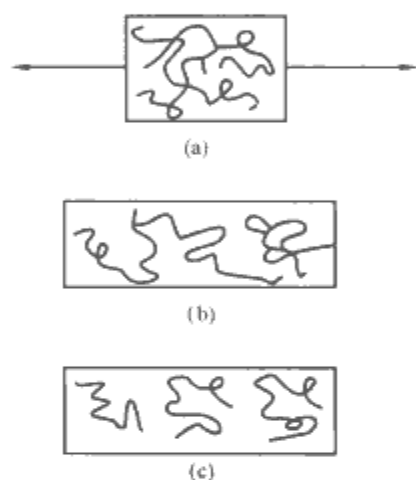


图 6.2-10 应力松弛过程的分子构象变化示意图

(a) 起始情况; (b) 产生张应力时的情况;

(c) 应力消失后的状态

应力松弛和蠕变都反映了松弛过程是弹性和黏性同时存在的结果,故两者又称黏弹性。

(3) 滞后现象和内耗。在交变应力作用下,大分子的构象改变而作出形变的速度若跟不上应力变化的速度,则出现滞后现象。产生滞后的原因是链段在运动时要受内摩擦力的作用,使它不能立刻移动而需要一段时间。图 6.2-11 所示为在这种情况下橡胶在一次拉伸—收缩过程中应力与形变的关系。

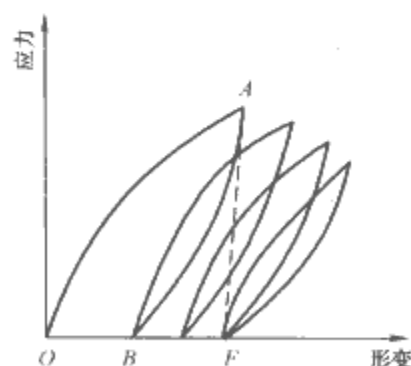


图 6.2-11 滞后和内耗示意图

由于拉伸和收缩不是沿着同一曲线,物体在一次循环中的能量收支不能抵消。拉伸橡胶时是外力对它做功(面积 OAF);橡胶回缩时将对外做功(面积 ABF)。这两部分能量不相等,其差值即是消耗克服分子间的内摩擦而变为的热能(面积 OABO)。这说明高聚物吸收的能量不能全部以机械能释放出来,而有一部分消耗于分子的内摩擦而变为热能,使材料温度升高,故称为内耗。

8.3 高聚物内的分子运动

一般认为,高分子固体的机械、热及电性能与它的分子结构和热运动有密切的关系。和气体、液体分子一样,固体高分子在受热时也进行着热运动,但其热运动与低分子物质不同。

8.3.1 无定形高聚物的分子运动

由于链状高分子物质中分子间相互缠结,分子的配置完全无序,随温度(足够高)的变化存在如图 6.2-12 所示的三态。

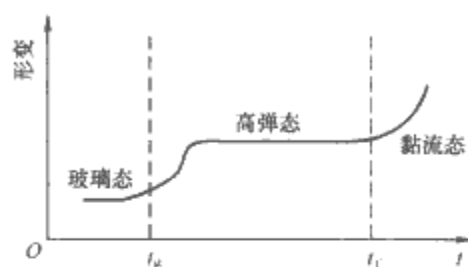


图 6.2-12 无定性高聚物的三态

从分子运动角度对无定性链状高分子物质的这三态作简要说明:

(1) 黏流态。高温下,因分子链的激烈热运动,使分子缠结点松动,导致大分子整体的移动。由于这种分子链运动的大布朗运动,高分子不能再保持固态而成为黏稠的液态。这时如有外力作用,易于变形,且外力消失后,形变并不恢复。因此,链状高聚物易于成型。

(2) 高弹态。当温度逐渐下降时,分子的热运动也逐渐减弱,缠结点不再脱开,因而高聚物保持为固态,但此时将发生链段运动,称为微布朗运动。所谓链段是指大分子中含有几个或几十个链节的区段。因链段间作用力较强,所以运动所需要的活化能比较大,且运动也较慢。在无外力作用时,分子卷曲,处于平衡态,若加上一定的外力,使节点间的分子链拉长,一旦除去外力后,分子链又恢复到初始的平衡态。所以,这时变形是可逆的弹性变形,但在时间上有滞后。把这种由微布朗运动起主要作用的状态称为橡胶态或高弹态。由高弹态形成的高聚物既柔韧又坚固而富有弹性。

(3) 玻璃态。当从高弹态进一步降温,微布朗运动就冻结,仅保留主链上微小段落或侧链的运动。这时,即使有外力作用,聚合物也只有极微小的变形。我们把这种弹性模量很大的坚固态称为玻璃态。

从高弹态过渡到玻璃态的现象称为玻璃化转变,相应的转化温度及温度范围分别称为玻璃化转变点或玻璃化温度和玻璃化转变范围。高弹态和黏流态之间的转化温度称为黏流温度。它们对高聚物的性质有很大影响。

8.3.2 结晶高聚物的分子运动

结晶高分子物质主要转变是结晶的熔化。结晶熔化的温度称为熔点。在结晶中分子链紧密聚集在一起,妨碍着链段运动的状态。完全结晶的高分子在结晶熔化前一直保持无链段运动的状态,不出现玻璃化转变和高弹态。但实际上结晶高分子一般只是部分结晶,其中仍有相当量的无定形相。后一部分仍具有链段运动,所以仍有玻璃化转变和高弹态。玻璃化转变点随结晶度的增加而升高。结晶相与无定形相比,结晶相中的分子受到的束缚力更大,运动就更加困难,只有在更高的温度下分子才可能运动。

虽然结晶高分子物质的高弹态能使介质保持到较高的温度,但当结晶一旦熔化,它就和无定形高分子物质一样进入黏流态。

第 3 章 高电压下绝缘介质的性能

1 概述

绝缘的作用是将电位不等的导体分隔开，使导体之间没有电气连接，从而使电气设备各部分保持不同的电位，因此绝缘是电气设备结构中的重要组成部分。当作用在绝缘上的电场强度超过某个临界值时，绝缘将被击穿而丧失绝缘性能。同时，为了减小电气设备的体积和绝缘在电气设备中的成本，必须采用先进技术，研究能够耐受高电场的绝缘材料。为了提高电气结构中绝缘耐受电场的能力，除了采用高性能绝缘材料外，还必须合理设计电气设备的绝缘结构。这就需要我们掌握各类绝缘材料在电场作用下的电气物理性能，尤其是在高电场下的击穿特性及其规律。

2 电极间有绝缘介质时储存电荷的机理

通常我们将完全不导电的物质称为绝缘体，如表 6.3-1 所示，绝缘体的电气性能归纳为两大方面：耐受电压所必需的电气绝缘性能和储存电荷的介电特性。

理想的绝缘体完全不导电，而实际工程应用中的绝缘体，在外加电压后仍有微小电流通过，其导电性用电阻率 ρ ($\Omega \cdot m$) 或者用其倒数——电导率 σ (S/m) 来表示。施加于绝缘体上的电压升高时，在低电压范围，电流大致与电压成正比；在较高电压时，电流随电压出现非线性增加，直到到达某一临界电压时，电流急剧增大，绝缘体丧失绝缘性能，发生绝缘击穿。绝缘击穿的物理量一般用绝缘击穿强度（绝缘耐压、介电强度） E_b (MV/m 或 kV/mm) 来描述。

当电介质被施加电压时，原来处于平衡状态的正负电荷在外电场作用下受到彼此相反的力，并随着正、负电荷相对位置的变化，沿电场方向产生偶极矩，在电介质表面产生束缚电荷，这种现象称为介质极化，出现的电荷叫极化电荷。为了抵消极化电荷，可从电源向电极提供同量的极性相反的电荷（束缚电荷）。因此，电极间存在电介质时能够比在真空时多存储 ϵ_r 倍电荷的原因在于电介质在外加电场下产生极化现象。表示极化程度的物理量被称为相对介电常数 ϵ_r ，是描述电介质极化的宏观参数，可以表述为在常电量系统下，以介质代替真空，场强下降的倍数；或者在常电位系统下，以介质代替真空，电容量增加的倍数。当电介质被施加交流电场时，电介质内部的偶极子电荷在外电场作用下发生往复偏转运动，与这种振动速度相关的物理量是电介质的松弛时间 τ (s)。电介质的松弛时间与外加交流电压频率的倒数具有相同数量级时，电介质吸收较多能量，出现极化损耗峰，通常被称为介质损耗。通常采用相对介质损耗因数 ϵ''_r 和介质损耗角正切 $\tan\delta$ 作为介质损耗度量的物理量。表 6.3-1 列出了电介质四大介电特性。

表 6.3-1 电介质的电气性质和相关物理量

| 电介质的电气性质 | | 相关物理量 |
|----------|------|---------------------------------|
| 电气绝缘性质 | 电导特性 | 电阻率 (ρ)，电导率 (σ) |
| | 绝缘击穿 | 绝缘强度（绝缘击穿场强）(E_b) |

续表

| 电介质的电气性质 | | 相关物理量 |
|----------|------|--|
| 电介质性质 | 介质极化 | 相对介电常数 (ϵ'_r) |
| | 介质损耗 | 相对介质损耗因数 (ϵ''_r)，介质损耗角正切 ($\tan\delta$) |

一切电介质在电场作用下都会出现极化、电导和损耗等电气物理现象。不过气体介质的极化、电导和损耗都很微弱，一般均可忽略不计。所以真正需要注意的只有液体和固体介质在这方面的特性。

2.1 电介质的电导

任何电介质都不可能是理想的绝缘体，它们内部总是或多或少地具有一些带电粒子（载流子），例如可迁移的正、负离子以及电子、空穴和带电的分子团。在外电场的作用下，某些束缚较弱的载流子会产生定向漂移而形成传导电流（电导电流和泄漏电流）。换言之，任何电介质都不同程度地具有一定的导电性，只不过其电导率很小而已，而表征电介质导电性能的主要物理量即为电导率 γ 或其倒数——电阻率 ρ 。

按载流子的不同，电介质的电导可分为离子电导和电子电导两种，前者以离子为载流子，而后者以自由电子为载流子。由于电介质中自由电子数极少，电子电导通常都非常微弱；如果在一定条件下（例如加上很强的电场），电介质中出现了可观的电子电导电流，则意味着该介质已经被击穿。在正常情况下，电介质的电导主要是离子电导，这同金属导体的电导主要依靠自由电子有本质的区别。离子电导又可分为本征（固有）离子电导和杂质离子电导。在中性和弱极性电介质中，主要是杂质离子电导，可见在纯净的非极性电介质中，电导率是很小的，亦即电阻率很大，可高达 $10^{17} \sim 10^{19} \Omega \cdot cm$ 以上；而极性电介质因具有较大的本征离子电导，其电阻率就小得多 ($10^{10} \sim 10^{14} \Omega \cdot cm$)。

在液体介质中，还存在一种电泳电导，其载流子为带电的分子团，通常是乳化状态的胶体粒子（例如绝缘油中的悬浮胶粒）或细小水珠，它们吸附电荷后变成带电粒子。

工业纯度的液体电介质含有一些固体杂质（纤维、灰尘等）、液体杂质（水分等）和气体杂质（氮气、氧气等），它们往往是弱电场下液体介质中载流子的主要来源。

当温度升高时，分子离解度增大、液体的黏度减小，所以液体介质中的离子数增多、迁移率增大，其电导将随温度的上升而急剧增大。

固体介质的电导除了体积电导外，还存在表面电导，后者取决于固体介质表面所吸附的水分和污秽，受外界因素的影响较大。在测量固体介质的体积电导时，应尽量排除表面电导的影响，为此应清除表面上的污秽、烘干水分，并在测量接线上采取一定的措施。

固体和液体介质的电导率 γ 近似随温度 T 按指数规律上升，可表示为

$$\gamma=Ae^{-\frac{B}{T}} \tag{6.3-1}$$

式中： A, B 为常数，均与介质的特性有关，但固体介质的常数 B 通常比液体介质的 B 值大得多； T 为热力学温度。

当电介质被施加直流电压时，介质中的电流随时间的增加而减小，最后达到一个稳定的电流，即表征电介质本征电导的泄漏电流，根据欧姆定律可以获得绝缘电阻或者绝缘电阻率。实际测量过程中由于被测试品达到稳定的时间各不相同，一般各国或相关行业都是规定施加一定时间电压后试品中的泄漏电流值定义为试品的泄漏电流值。影响绝缘电阻的因素很多，比如温度升高使电介质的体积电阻率呈指数式下降；湿度将减小介质的绝缘电阻；测试电介质绝缘电阻的电场足够高，使得材料中电子电导起明显作用时，电导随电场强度的增高而明显增加。因此在测试介质的绝缘电阻时必须根据测试的条件具体分析测量数据。

测量电气设备的绝缘电阻，只要把直流电压施加在导体的端头，就可进行测量。在测量绝缘材料的体积电阻率和表面电阻率时，可以参考 IEC 标准或我国的标准制作适当的试样，并选取适当的电极系统和电极材料。测试的方法有直接法、比较法和充放电法等。

2.2 电介质的极化

电介质的极化是电介质在电场作用下，其束缚电荷相应于电场方向产生弹性位移现象和偶极子的取向现象。这时电荷的偏移大都是在原子和分子的范围内作微观位移，并产生电矩（即偶极矩）。

电介质极化的强弱可用介电常数的大小来表示，它与该电介质的极性强弱有关，还受到温度、外加电场频率等因素的影响。具有极性分子的电介质称为极性电介质，而由中性分子构成的电介质称为中性电介质。前者是即使没有外电场的作用其分子本身也具有电矩的电介质。

实测表明，两个结构、尺寸完全相同的电容器，如在极间放置不同的电介质，它们的电容量将是不同的。以图 6.3-1 所示的最简单的平行平板电容器为例，如极间为真空，其电容量为

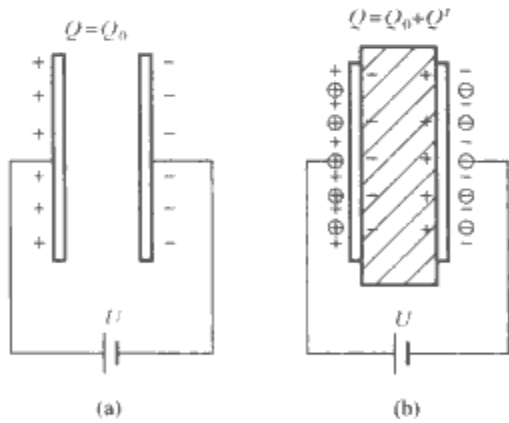


图 6.3-1 极化现象
(a) 电极间为真空；(b) 电极间放置固体介质

$$C_0 = \frac{Q_0}{U} = \frac{\epsilon_0 A}{d} \tag{6.3-2}$$

式中： ϵ_0 为真空的介电常数， $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \text{ F/m}$ ； A 为极板面积， m^2 ； d 为极间距离， m 。

当极板间放置了固体介质时，电容量将增大为

$$C = \frac{Q_0 + Q'}{U} = \frac{\epsilon A}{d} \tag{6.3-3}$$

式中： ϵ 为介质的介电常数。

介质的相对介电常数为

$$\epsilon_r = \frac{C}{C_0} = \frac{Q_0 + Q'}{Q_0} = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \tag{6.3-4}$$

ϵ_r 是综合反映电介质极化特性的一个物理量。在表 6.3-2 中列出了若干常用电介质在 20°C 、工频电压下的 ϵ_r 值。气体介质由于密度很小，其 ϵ_r 接近于 1，而液体和固体介质的 ϵ_r 大多在 2~6 之间。

表 6.3-2 常用工程介质的相对介电常数

| 材料类别 | | 名称 | ϵ_r (工频, 20°C) |
|-------------------|--------|-------------------|--|
| 气体介质 (标准大气条件下) | 中性 | 空气 | 1.000 58 |
| | | 氮气 | 1.000 60 |
| | 极性 | 二氧化硫 | 1.009 |
| 液体介质 | 弱极性 | 变压器油 硅有机液体 | 2.2 2.2~2.8 |
| | 极性 | 蓖麻油 氯化联苯 | 4.5 4.6~5.2 |
| | 强极性 | 酒精 水 | 33 81 |
| 固体介质 | 中性和弱极性 | 石蜡 | 2.0~2.5 |
| | | 聚苯乙烯 | 2.5~2.6 |
| | | 聚四氟乙烯 | 2.0~2.2 |
| | | 松香 | 2.5~2.6 |
| | | 沥青 | 2.6~2.7 |
| | 极性 | 纤维素 胶木 聚氯乙烯 | 6.5 4.5 3.0~3.5 |
| | 离子性 | 云母 电磁 | 5~7 5.5~6.5 |

用于电容器的绝缘材料，显然希望选用 ϵ_r 大的介质，因为这样可以使单位电容的体积减小和质量减轻。但其他电气设备中往往希望选用 ϵ_r 较小的电介质，这是因为较大的 ϵ_r 往往和较大的电导率相联系，因而介质损耗也较大。采用 ϵ_r 较小的绝缘材料还可以减小电缆的充电电流、提高套管的沿面放电电压等。在高压电气设备中常常将几种绝缘材料组合在一起使用，这时应注意各种材料的 ϵ_r 值之间的配合，因为在工频电压和冲击电压下，串联的多层电介质中的电场强度分布与各层电介质的 ϵ_r 成反比。

最基本的极化形式有电子极化、原子极化和偶极子极化三种，另外还有夹层极化和空间电荷极化等。

2.2.1 电子极化

在外电场 E 的作用下，构成原子外围的电子云相对原子核发生位移形成的极化称为电子极化，电子极化如图 6.3-2 所示。在外电场作用下，电子云相对原子核位移产生偶极矩与弹性联系的带电粒子产生的偶极矩极为相似，它的自然振动频率在光频范围内，所以电子极化又称光极化，建立和消除电子极化时间极短，约为 $10^{-16} \sim 10^{-15} \text{ s}$ 。电子极化率与电子在原子（或离子）中的分布有关，由于电子分布与温度无关，因此电子极化率亦与温度无关，这点与实测电子极化率与温度无关的事实相一致。

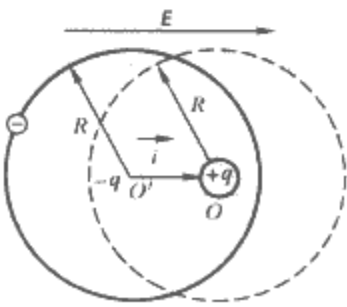


图 6.3-2 电子极化

2.2.2 原子极化

在外电场 E 作用下，构成分子的原子（或原子团），或离子发生相对移动形成的极化称为原子极化。原子极化最

典型例子是离子晶体的极化，正离子偏离其平衡位置顺电场方向发生位移，负离子则相反，原子极化如图 6.3-3 所示。离子极化建立和消除的时间很短，与离子在晶格振动周期有相同数量级，约为 $10^{-13} \sim 10^{-12} \text{ s}$ 。

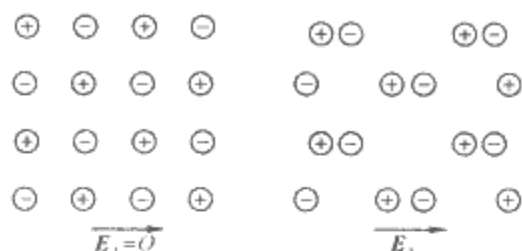


图 6.3-3 原子极化（离子极化）

离子极化只可能在离子晶体中建立，液体和气体介质中不可能有离子极化。对于离子之间距离不随温度变化的离子晶体，离子极化率是只与离子结构有关的参数，与温度无关。一些共价键结合的极性分子，如 HCl 、 NH_3 、 HBr 等，在电场作用下引起键长的增加，使分子的固有偶极矩变化，也属原子极化，这类极化的建立和消除时间与离子极化建立和消除时间几乎相同，且与温度无关。但一般非离子型介质的原子极化率均较小，多与电子极化率合并考虑。

2.2.3 偶极子转向极化

在无外电场作用时，极性电介质的分子有一定的偶极矩，但它在各个方向的几率是相等的，因此介质整体的偶极矩等于零，如图 6.3-4 所示。当极性分子受外电场作用时，偶极子与电场的作用就会发生转向，由于偶极矩与电场方向相同时，偶极子的位能最小，这时就电介质整体来看，偶极矩不再等于零而出现沿外施电场方向的宏观偶极矩，这种极化现象称为偶极子转向极化。它是非弹性的，极化过程要消耗一定的能量（极性分子转动时要克服分子间的作用力，类似于物体在黏性媒质中转动需要克服阻力），极化所需时间也较长，在 $10^{-10} \sim 10^{-2} \text{ s}$ 的范围内。由此可知，极性电介质的 ϵ_r 值与外施电场频率有较大的关系，频率太高时偶极子将来不及转动，因而其 ϵ_r 值变小，如图 6.3-5 所示。其中 ϵ_{r0} 相当于直流电场下的相对介电常数， $f > f_1$ 以后偶极子将越来越跟不上电场的交变， ϵ_r 减小到 $\epsilon_{r\infty}$ 。在常温下，极性液体介质的 $\epsilon_r \approx 3 \sim 6$ 。

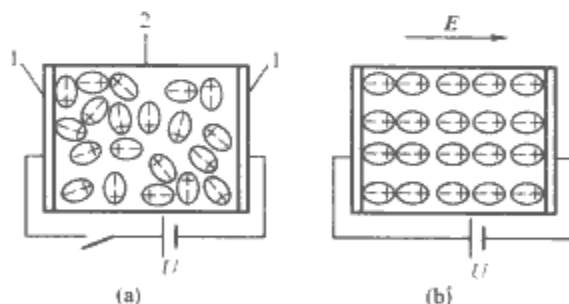


图 6.3-4 偶极子极化

(a) 无外电场时；(b) 有外电场时
1—电极；2—电介质（极性分子）

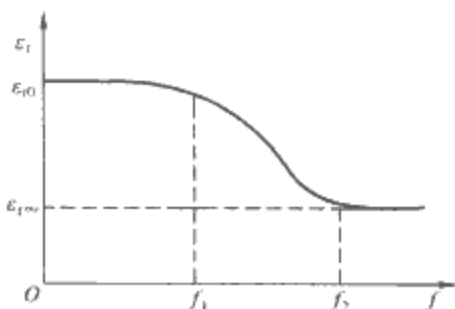


图 6.3-5 极性液体电介质的 ϵ_r 与频率的关系

温度对极性电介质的 ϵ_r 值有很大的影响。温度升高时，分子热运动加剧，阻碍极性分子沿电场取向，使极性减弱，所以通常极性气体介质均具有负的温度系数。但对极性液体和固体介质来说，关系比较复杂：当温度很低时，由于分子间的联系紧密（例如液体介质的黏度很大），偶极子转动比较困难，所以 ϵ_r 也很小。可见液体、固体介质的 ϵ_r 在低温下随温度的升高而增大，以后当热运动变得较强烈时， ϵ_r 又开始随温度的上升而减小，如图 6.3-6 所示。

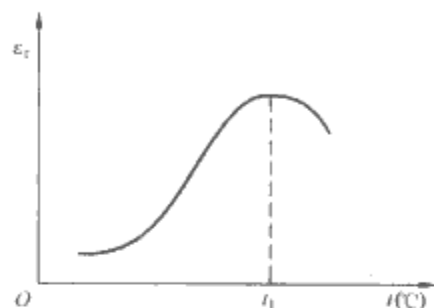


图 6.3-6 极性液体、固体介质 ϵ_r 与温度的关系

2.2.4 夹层极化

高压电气设备的绝缘结构往往不是采用单一的绝缘材料，而是使用若干种不同的电介质组成组合绝缘。此外，即使只用一种电介质，它也不可能完全均匀和同质，例如内部含有杂质等。夹层介质界面极化是在电场方向存在两种以上单一均匀介质时产生的极化，这两种或两种以上具有不同介电常数 ϵ 和电导率 γ 的介质，在电压作用相当长时间后，会在其介质层间界面上引起自由电荷的缓慢积聚过程——宏观的极化过程。它们与缓慢的自由电荷充、放电过程密切相关，也称为麦克斯韦尔-瓦格纳夹层极化，简称夹层极化。

以图 6.3-7 所示的最简单的平行平板电极间的双层电介质为例对这种极化作进一步的说明，其中以 ϵ_1 、 γ_1 、 C_1 、 G_1 、 d_1 和 U_1 分别表示第一层电介质的介电常数、电导率、等效电容、等效电导、厚度和分配到的电压，而第二层的相应参数为 ϵ_2 、 γ_2 、 C_2 、 G_2 、 d_2 和 U_2 。两层的面积相同，外加直流电压为 U 。

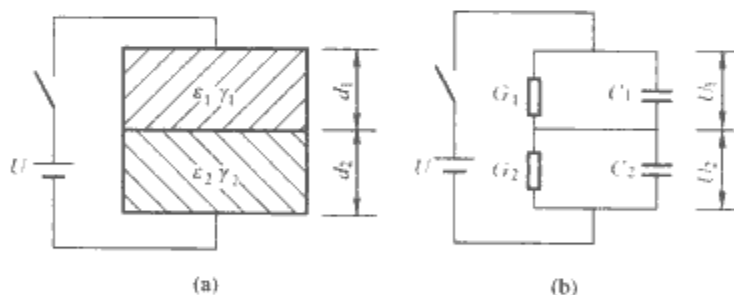


图 6.3-7 直流电压作用下的双层介质
(a) 示意图；(b) 等效电路

设在 $t=0$ 瞬间合上开关，两层电介质上的电压分配将与电容成反比，即

$$\frac{U_1}{U_2} \Big|_{t=0} = \frac{C_2}{C_1} \quad (6.3-5)$$

这时两层介质的分界面上没有多余的正空间电荷或负空间电荷。到达稳态后（设 $t \rightarrow \infty$ ），电压分配将与电导成反比，即

$$\frac{U_1}{U_2} \Big|_{t \rightarrow \infty} = \frac{G_2}{G_1} \quad (6.3-6)$$

一般情况下， $C_2/C_1 \neq G_2/G_1$ ，可见有一个电压重新分配的过程，亦即 C_1 、 C_2 上的电荷要重新分配。设 $C_1 < C_2$ ，而 $G_1 > G_2$ ，则

$t=0$ 时， $U_1 > U_2$ ；

式中: ω 为电源角频率; φ 为功率因数角; δ 为介质损耗角。

介质损耗角 δ 为功率因素角 φ 的余角, 其正切 $\tan\delta$ 又可称为介质损耗因数, 常用百分数来表示。

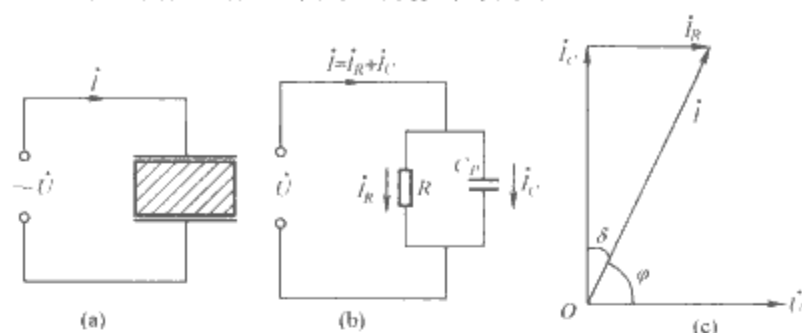


图 6.3-10 介质在交流电压下的等效电路和相量图
(a) 示意图; (b) 等效电路; (c) 相量图

由于 P 值的大小与所加的电压 U 、试样电容量 C_P 、电源频率 ω 等一系列因素有关, 而式 (6.3-8) 中的 $\tan\delta$ 却是一个仅仅取决于材料损耗特性, 而与上述因素无关的物理量。通常采用介质损耗角正切 $\tan\delta$ 作为综合反映电介质损耗特性优劣的一个指标, 而采用介质损耗 P 作为比较各种绝缘材料损耗特性优劣的指标显然是不合适的。

2.3.2 气体、液体和固体介质的损耗

(1) 气体介质损耗。气体分子间的距离很大, 相互间的作用力很弱, 所以在极化过程中不会引起损耗。如果外施电场还不足以引起电离过程, 则气体中只存在很小的电导损耗 (其 $\tan\delta < 10^{-8}$)。不过当气体中的电场强度达到放电起始强度 E_0 时, 气体中将发生局部放电, 这时损耗将急剧增大, 如图 6.3-11 所示。这种情况常发生在固体或液体介质中含有气泡的场合, 因为固体和液体介质的 ϵ_r 都要比气体介质的 ϵ_0 大得多, 所以即使外加电压还不高时, 气泡中也可能出现很大的电场强度而导致局部放电。这里使用的术语是局部放电而不是电晕放电, 主要是因为后者通常仅指发生在小曲率半径金属电极表面附近的局部放电, 而此处气泡可能远离电极。

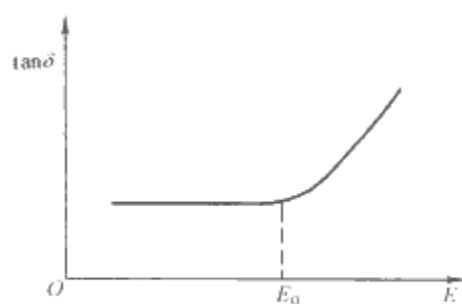


图 6.3-11 气体介质的 $\tan\delta$ 与电场强度的关系

(2) 液体介质损耗。中性和弱极性液体介质 (如变压器油) 的极化损耗很小, 其损耗主要由电导引起, 因而其损耗率 P_0 (单位体积电介质中的功率损耗) 为

$$P_0 = \gamma E^2 \quad (6.3-9)$$

式中: γ 为电介质的电导率; E 为电场强度。

由于 γ 与温度有指数关系, 故 P_0 也将以指数规律随温度的上升而增大。例如变压器油在 20°C 时的 $\tan\delta \leq 0.5\%$, 70°C 时的 $\tan\delta \leq 2.5\%$ 。电缆油和电容器油的性能更好一些, 例如高压电缆油在 100°C 时的 $\tan\delta \leq 0.15\%$ 。

极性液体介质 (如蓖麻油、氯化联苯等) 除了电导损耗外, 还存在极化损耗。它们的 $\tan\delta$ 与温度的关系要复杂一些, 如图 6.3-12 所示。图中的曲线变化可以这样来解释: 在低温时, 极化损耗和电导损耗都较小; 随着温度的升高,

液体的黏度减小, 偶极子转向极化增强, 电导损耗也增大, 所以总的 $\tan\delta$ 亦上升, 并在 $t=t_1$ 时达到极大值; 在 $t_1 < t < t_2$ 范围内, 由于分子热运动的增强妨碍了偶极子沿电场方向的有序排列, 极化强度反而随温度的上升而减弱, 由于极化损耗的减小超过了电导损耗的增加, 所以总的 $\tan\delta$ 曲线随 t 的升高而下降, 并在 $t=t_2$ 时达到极小值。在 $t > t_2$ 以后, 由于电导损耗随温度急剧上升、极化损耗不断减小而退居次要地位, 因而 $\tan\delta$ 就将随 t 的上升而持续增大。

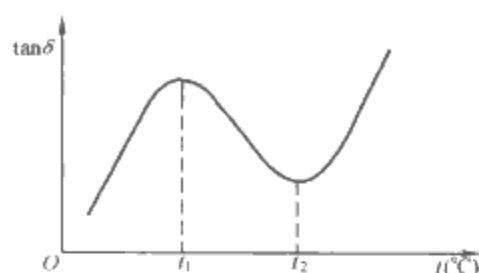


图 6.3-12 极性液体介质的 $\tan\delta$ 与温度的关系

极性液体介质的 ϵ 和 $\tan\delta$ 与电源角频率 ω 的关系如图 6.3-13 所示。当 ω 较小时, 偶极子的转向极化完全能够跟上电场的交变, 极化得以充分发展, 此时的 ϵ 最大。但此时偶极子的转向频率较低, 因而极化损耗很小, $\tan\delta$ 也小, 且主要是由电导损耗引起的。如 ω 减至很小时, $\tan\delta$ 反而又稍有增加, 这时因为电容电流减小的结果。随着 ω 的增大, 当转向极化逐渐跟不上电场的交变时, ϵ 开始下降, 但由于转向频率增大仍会使极化损耗增加、 $\tan\delta$ 增大。一旦 ω 大到偶极子完全来不及转向时, ϵ 值变得最小而趋于某一定值, $\tan\delta$ 也变得很小, 因为这时只存在电子极化了。在这样的变化过程中, 一定有一个 $\tan\delta$ 的极大值, 其对应的角频率为 ω_0 。

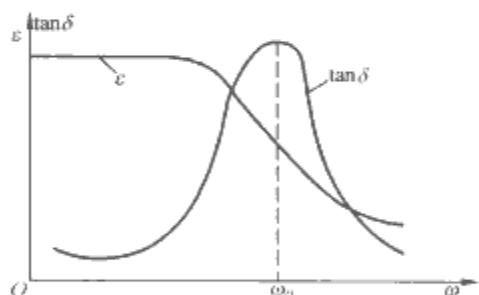


图 6.3-13 极性液体介质的 ϵ 和 $\tan\delta$ 与角频率 ω 的关系曲线

(3) 固体介质损耗。固体介质种类较多, 它们的损耗情况也比较复杂。

1) 无机绝缘材料。在电气设备中常用的这一类材料有云母、陶瓷、玻璃等, 它们是离子结构的晶体或非晶体材料。

云母是一种性能优良的绝缘材料, 结构紧密, 不含杂质时没有显著的极化过程, 所以在各种频率下的损耗主要因电导引起, 而它的电导率又很低 (20°C 时为 $10^{-15} \sim 10^{-16} \text{ S/cm}$), 即使在高温下也不大 (180°C 时为 $10^{-13} \sim 10^{-14} \text{ S/cm}$)。云母的介质损耗小, 耐高温性能好, 所以是理想的电机绝缘材料, 其缺点是机械性能差, 因此一定要先用黏合剂和增强材料加工成云母制品才能使用。

电工陶瓷既有电导损耗, 又有极化损耗。常温下它的电导很小 (20°C 时为 $10^{-14} \sim 10^{-15} \text{ S/cm}$); 20°C 和 50Hz 下陶瓷的 $\tan\delta = 2\% \sim 5\%$ 。含有大量玻璃相的普通电工陶瓷的 $\tan\delta$ 较大, 而以结晶相为主的超高频电工陶瓷的 $\tan\delta$ 较小。

玻璃也具有电导损耗和极化损耗, 总的介质损耗大小与

玻璃的成分有关，含碱金属氧化物（如 Na_2O 、 K_2O 等）的玻璃损耗较大，加入金属氧化物（ BaO 、 PbO 等）能使碱玻璃的损耗下降一些。

2) 有机绝缘材料。它们可以分为非极性和极性两大类：聚乙烯、聚苯乙烯、聚四氟乙烯等都是非极性有机电介质，如果不含极性杂质，它们都只有电子极化，损耗取决于电导。它们的“ $\tan\delta$ —温度”特性由“电导率—温度”特性来决定， $\tan\delta$ 与频率的关系很小。例如在 $-80^\circ\text{C}\sim+100^\circ\text{C}$ 的温度范围内，聚乙烯的 $\tan\delta$ 变化范围在 $0.01\%\sim0.02\%$ ，这种优良的绝缘特性可保持到高频的情况，再加上它具有很高的化学稳定性、具有弹性、不吸潮、机械加工简便等优点，使它成为很好的固体介质，可用来制造高频电视、海底电缆、高频电容器等。聚乙烯的缺点是耐热性能较差，温度较高时会软化变形。

聚氯乙烯、纤维素、酚醛树脂、胶木、绝缘纸等均属于极性有机介质，显著的极化损耗使这一类电介质具有较大的介质损耗，它们的 $\tan\delta$ 为 $0.1\%\sim1.0\%$ ，甚至更大。其“ $\tan\delta$ —温度”及“ $\tan\delta$ —频率”关系均与前面介绍的极性液体介质相似。

在表 6.3-4 中列出了某些常用的液体和固体介质在工频电压下 20°C 时的 $\tan\delta$ 值。

表 6.3-4 工频电压下 20°C 时某些液体和固体电介质的 $\tan\delta$ 值

| 电介质 | $\tan\delta$ (%) | 电介质 | $\tan\delta$ (%) |
|-------|------------------|-------|------------------|
| 变压器油 | 0.05~0.5 | 聚乙烯 | 0.01~0.02 |
| 蓖麻油 | 1~3 | 交联聚乙烯 | 0.02~0.05 |
| 沥青云母带 | 0.2~1 | 聚苯乙烯 | 0.01~0.03 |
| 电瓷 | 2~5 | 聚四氟乙烯 | <0.02 |
| 油浸电缆纸 | 0.5~8 | 聚氯乙烯 | 5~10 |
| 环氧树脂 | 0.2~1 | 酚醛树脂 | 1~10 |

2.3.3 相对介电常数与介质损耗角正切的测量方法

电介质的相对介电常数与损耗角正切的测量方法分为两大类：电桥法和谐振法。电桥法用于低频测量，谐振法用于高频测量。

(1) 电桥法。电桥的测试原理是把试样作为一个桥臂，其他三个桥臂的阻抗是已知或可读数的，调节电桥达到平衡，再根据平衡条件，求出试样的并联等效电容和电阻，从而计算出试样的相对介电常数和损耗角正切。因为试样可视为电容性阻抗，因此测量介质特性用的电桥属于电容电桥。根据采用的电桥比例臂，测量试样的电容或相对介电常数和损耗角正切的电容电桥主要类型及特点如表 6.3-5 所示。

表 6.3-5 各种电容电桥的比较

| 类 型 | 结 构 | 应用范围 | 电路结构示意图 |
|--------|--|--|---------|
| 西林电桥 | 电阻电容比例臂电桥 | 可根据被测试样接地与否、电容大小以及测试频率等要求，而采用各种不同结构，应用广泛 | |
| 变压器臂电桥 | 紧耦合电感比例臂电容电桥 (其中 N_s 和 N_x 分别是电感绕组的匝数) | 适合于施加较高电压的高压测试场合，可以进行三端测量，无需增加辅助桥臂 | |
| 低压工频电桥 | 电容比例臂电桥 | 在较低电压下测量低损耗材料的工频介质损耗 | |

(2) 谐振法。当测量频率增高至上百千赫时，由于元件杂散电容、残余电感等的影响，一般电桥已不能用于绝缘材料的相对介电常数和介质损耗角正切的测量，在这种情况下广泛使用谐振法测量。谐振法的测量回路是一个简单的 L 、 C 回路。如图 6.3-14 所示，图中 C_x 表示试样的电容。试样电容可根据替代法二次谐振下调谐电容的差求出。测量时，先接入试样，用 C 调节回路达到谐振，得到调谐电容 C_1 ；然后除去试样，重新用 C 调节回路达到谐振，得到调谐电容的读数 C_2 。因为二次谐振下测量频率与 L 都不变，因此总电容不变，即

$$C_x = C_2 - C_1 \tag{6.3-10}$$

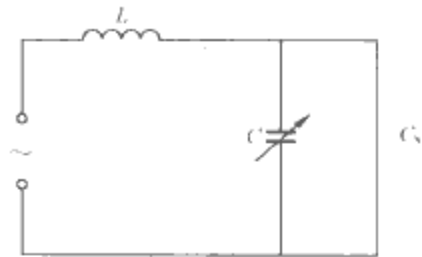


图 6.3-14 LC 振荡电路

这样可以得到试样的相对介电常数。试样的介质损耗角正切可用不同的方法测量，常用的有变电阻法、变电导法、变 Q 值法（或称谐振升高法）、变电纳法及变频率法。表 6.3-6 列出各种方法的比较。

表 6.3-6 各种谐振法测量介质损耗角正切的方法比较

| 测试方法 | 基本原理 | 特 点 | 电路结构示意图 |
|----------------|--|---|---------|
| 变电阻法 | 根据替代法原理求取试样的等效串联电阻 | 为减少杂散电容的影响，必须采用固定电阻，故调节不方便，较少应用 | |
| 变电导法 | 根据替代法原理求取试样的等效并联电阻 | 同上 | |
| 变 Q 值法 | 根据 L 、 C 回路谐振时电容两端的电压与电源电压之比为测量回路的 Q 值这一原理，求取线路的电阻 | 测量方便，简便易行，但分辨能力差，不适宜低损耗介质材料的测量 | |
| 变电纳法 (变频率法) | 应用谐振曲线半功率点的宽度 ΔC 或 Δf ，由谐振回路的电阻 R 决定这一原理，求取回路的电阻，而后按接入试样后谐振曲线宽度的变化，求取试样的等效电导 | 变电纳法的优点是分辨能力高，可用来测量低损耗介质的损耗角正切。变频率法由于需要备有精确的频率计，因此一般在应用 L 、 C 集中参数的谐振法中不常应用，只有在频率更高的分布参数谐振测量中应用 | |

3 高电压下气体介质的性能

3.1 气体放电的主要形式

气体放电，指气体中流通电流的各种形式，它广泛存在于自然界（雷电放电）及社会工业的许多领域中（如高电压绝缘技术、气体光源、气体电子器件、放电加工等）。气体放电现象大致可以分为以下几种放电形式：

(1) 火花放电。当施加在电极上的电压达到一定值时，电极间的气隙将会突然发生明亮的火花，火花从一个电极向另一个电极展现出细光束。在电源功率不大时，这种火花会

瞬时熄灭，接着又突然发生。这种放电多发生在气压不太低时（常压附近），是高压放电试验中常见的现象。

(2) 辉光放电。电极间出现均匀的、明暗相间的几个辉光区，这时外电路电流不大，电极温度亦不高。辉光放电是在低气压（几十毫米汞柱）下发生的放电现象。

(3) 电晕放电。当电极的曲率半径较小时，电场很不均匀，这时在电极尖端附近出现暗蓝色微光，并发出声音，如不提高电压，放电就局限在较小的范围，成为局部放电。各种高压装置的导体尖端，常常发生这种电晕放电。

(4) 电弧放电。当电源功率足够大而外电路电阻较小时，气隙发生火花放电之后，便立即从一个电极向另一个电

极发展,并形成非常明亮的连续弧光,电弧温度极高。

3.2 强电场下气体中载流子行为

3.2.1 载流子的产生过程

气体在强电场下发生放电时,气隙电导突然增大,因此放电过程是气体载流子急剧增多的过程。导致气体中载流子倍增的可能机理主要有碰撞电离、光致电离、热电离和电极表面发射,以下是对气体中载流子倍增机理的过程及主要表征参数的简单描述。

3.2.1.1 碰撞电离

(1) 气体中粒子的相互碰撞与四种碰撞效应。气体粒子(包括原子、分子、电子和离子等)间相互距离较大,所以可以把气体粒子看作相互独立运动的圆球,气体粒子的相互碰撞就近似的以一个个圆球的碰撞来处理。当两个粒子碰撞时,一般可能发生弹性碰撞或非弹性碰撞。弹性碰撞只改变粒子的动能,而非弹性碰撞除改变粒子的动能外,还将引起粒子内能的变化。这种变化可能有以下几种过程:

1) 激发——原子或分子中的电子得到能量后跃迁到更高的能级上,原子或分子成为激发态。

2) 电离——原子或分子(包括其激发态)中的电子得到的能量足够大时,电子便脱离原子核的束缚成为自由电子,失去电子的原子或分子就成为离子。

3) 复合——正离子与电子碰撞时,复合成中性原子或分子,并释放能量。

4) 附着——电子与某些中性原子或分子碰撞时,由于原子或分子具有较大的电子亲和力,电子被吸引而附着于原子或分子上形成负离子,同时释放能量。

显然,上述四种过程中,电离是产生电子的过程,复合与附着是电子消失的过程,激发可以理解为电子的制动过程。

(2) 电子碰撞电离与电离系数。电离过程最基本条件是核外电子所获能量大于克服原子核束缚所需要能量。如设原子(或分子)的电离能为 u_i , 原子通过碰撞获得的能量为 Δu_i , 则电离的条件是 $\Delta u_i \geq u_i$ 。假定碰撞前一个粒子的动能为 $\frac{1}{2} m_1 v_1^2$, 另一个粒子的动能为零,碰撞后全部动能都转化为内能,则电离条件可写为 $\Delta u_i = \frac{1}{2} m_1 v_1^2 \geq u_i$ 。

为定量描述气体中电子碰撞电离过程,定义一个电子在电场力作用下走过 1cm 距离所产生的碰撞电离次数为电子的碰撞电离系数,称为汤逊第一电离系数。电子碰撞电离系数常用字母 α 表示。将电子在两次碰撞间所走过的路程,称为电子自由行程,电子自由行程越大,电子从电场获得的能量就越大,电子走过单位距离可能产生的碰撞电离次数也就越大,也即电子碰撞电离系数 α 愈大。电子在气体中的自由行程随气体压力(p)增加而减小,由此可以推知 α 随气压增加而减小,即 $\alpha = f\left(\frac{E}{p}\right)$ 。在求电子碰撞电离系数 α 与 E/p 的函数关系时,可以简单地假定电子与气体粒子碰撞时,只要电子的动能大于气体粒子的电离能,就可导致电离。同时认为气体中电子的自由行程服从波尔兹曼统计分布,可以推导出电子电离系数 α 与 E/p 的函数关系

$$\frac{\alpha}{p} = A e^{\frac{Bp}{E}} \quad (6.3-11)$$

式中: A 是与分子半径以及温度有关的参数, $A = \pi r^2 / kT$, r 为气体分子半径; $B = Au_i$, u_i 是气体分子电离能。式

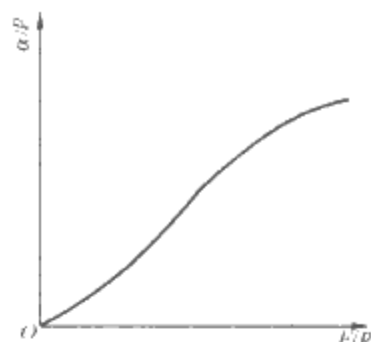


图 6.3-15 α/p 与 E/p 的关系

(6.3-11) 的关系大致如图 6.3-15 所示。

电场作用下,离子也可能从电场中获得能量而发生碰撞电离,类似地可定义一个离子碰撞电离系数(常用 β 表示)来描述离子碰撞电离过程, β 又称为汤逊第二电离系数。同理也可推得离子碰撞电离系

数与 (E/p) 的类似关系为

$$\frac{\beta}{p} = \phi \left(\frac{E}{p} \right) \quad (6.3-12)$$

由于离子的质量远大于电子,故 $\beta \ll \alpha$, β 对气体中载流子数的贡献很小,一般可忽略不计。

3.2.1.2 其他载流子倍增机理及表征参数

(1) 光致电离。当频率为 ν 的射线(波长 $\lambda = c/\nu$, c 为光速)照射气体时,若光子的能量大于气体分子电离能 u_i , 即 $h\nu \geq u_i$ 就可引起气体光致电离,即



(2) 热电离。如果气体的温度很高,原子或分子的热运动能量足够大,高速运动的原子或分子相互碰撞时,也可导致气体分子碰撞电离,称为热电离。实际上只有当温度在上万摄氏度以上才可能有显著的热电离发生,所以热电离是极高温度的现象。

(3) 电极表面发射。在较高电场下电极表面将向气体中发射电子,根据电场大小的不同,又可分为热发射和场致发射。

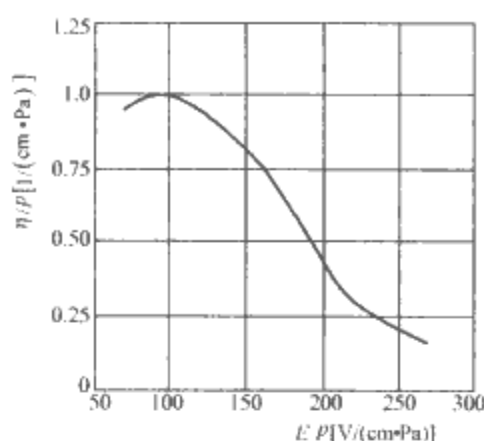
当有光子照射电极表面时,如果光子的能量足够克服电极的电子逸出功时,也可导致电极表面发射。同理,其他具有足够能量的粒子撞击电极表面,也可引起电极发射。一般用一个系数 γ 来反映电极发射的能力, γ 又常被称为汤逊第三电离系数。不论何种原因引起的电极表面发射,都与电极材料的电子逸出功有关,逸出功小的金属材料制备的电极,容易产生电极表面发射。

3.2.2 附着电子效应与附着系数

一些电子亲和力大的元素,不仅在生成化合物时易于形成负离子,而且当它们以原子或分子状态存在时,如果遇到电子,也会吸附电子而形成负离子。这类元素的气体(如氧气、六氟化硫气体等)或含有这类气体成分的其他气体,当其中出现自由电子时,电子便会附着于在气体分子上形成质量大、速度慢的负离子,一般称这种过程为气体的附着电子效应。附着效应使气体中的自由电子数减少,因而是一个削弱电离过程、抑制电流倍增的因素。

为定量描述附着电子过程的作用,定义一个电子附着系数 η 。附着系数的含义是指在电场力作用下电子走过单位距离附着于中性粒子的电子数,即生成的负离子数或电子数的减少。

实验证明,附着系数 η 除与气体成分有关外,还是气体压力和外施电场强度的函数,其实验规律见图 6.3-16。附着系数大的气体一般称为电负性气体。常用的电负性气体有 SF_6 和氟利昂系列气体。 SF_6 气体具有优良的电气绝缘强度和较高的化学稳定性,在气体绝缘电气设备中得到了广泛的应用。而氟利昂系列气体尽管也有较好的电气绝缘性能,但由于它们会对大气层产生温室效应,因此国内外正在研究其替代物。

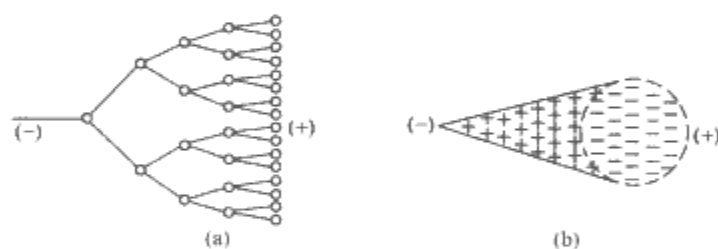
图 6.3-16 E/p 与 η/p 的关系

3.3 气体放电的基本理论

3.3.1 气体放电的电子碰撞电离理论

气体放电的电子碰撞电离理论是由汤逊首先提出的, 汤逊认为电子碰撞电离作用是气体放电时电流倍增的主要过程, 而电极表面电子发射是维持自持放电的必要条件。

(1) 电子雪崩与电流倍增。当电场足够强时, 由于碰撞电离作用, 气体中电子数目将由一个增为两个, 两个增为四个, 从阴极出发的一个电子, 走过单位距离后就增加为 2^n 个电子。如图 6.3-17 所示, 其中图 6.3-17(a) 是电子数目迅速增长的电子雪崩过程; 图 6.3-17(b) 是常用的电子崩模型。由于发生电子碰撞电离时, 电子和正离子是成对产生的, 但电子速度快, 所以电子位于接近正极的一面, 称为崩头; 而正离子速度慢, 近似看成留在其产生的位置上, 称为崩尾。

图 6.3-17 电子雪崩过程及其模型
(a) 电子的倍增过程; (b) 电子崩模型

假设由于外电离因素的作用, 在气隙阴极表面单位面积每秒产生 n_0 个电子, 那么单位时间通过阴极 x 距离处单位面积电子数变为 $n(x)$, 如图 6.3-18 所示。在 x 和 $x+dx$ 间增加的电子数 $dn(x)$ 正比于碰撞电离系数 α , 即

$$dn(x) = \alpha n(x) dx \quad (6.3-14)$$

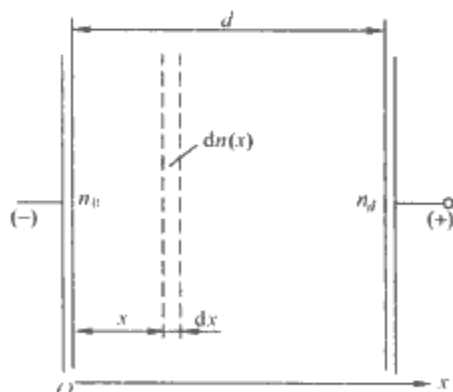


图 6.3-18 碰撞电离模拟的坐标说明

将上式积分, 并代入边界条件: $x=0, n(x)=n_0$, 得

$$n(x) = n_0 e^{\alpha x} \quad (6.3-15)$$

至阳极 $x=d$ 处

$$n_d = n_0 e^{\alpha d} \quad (6.3-16)$$

式(6.3-15)和式(6.3-16)两边乘以电子电荷 e 即得电流密度, 所以间隙中任意位置 x 处及阳极的电流密度各为

$$j = j_0 e^{\alpha x} \quad (6.3-17)$$

$$j_d = j_0 e^{\alpha d} \quad (6.3-18)$$

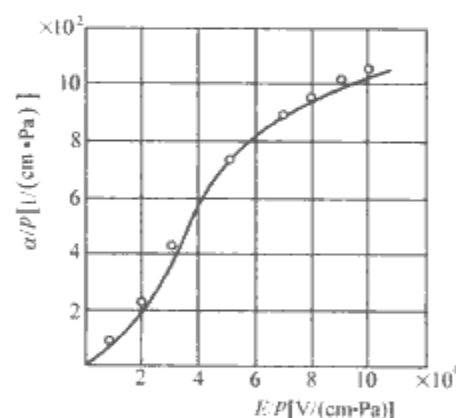
式中: $j_0 = n_0 e$ 为气体在低电场时的饱和电流密度。

式(6.3-18)给出了因碰撞电离而导致的电流密度倍增关系。 $j_d/j_0 = M = e^{\alpha d}$ 称为电流倍增系数。显然在气隙宽度 d 一定时, α 越大, 电流倍增越快。而 α 是近似于随电场强度以指数规律增长的, 所以外电场的提高, 将促使通过气隙的电流激增。碰撞电离的这种倍增作用也可以看成是一个内放大作用, 外界使气隙产生一个电子, 只要这个电子受到足够强的电场作用, 立即就产生许多电子, 而使外界信号得以放大。这一效应是目前已经使用的辐射气体探测器的基础。

根据式(6.3-18), 当 α 一定时, 气隙距离 d 增大, 通过气隙的电离电流随之增大, 这一结论已从实验结果得到证明。另外, 根据式(6.3-18), 如维持近似均匀、恒定的电场强度, 而改变气隙长度 d , 测量通过气隙的电流, 就可计算出这一电场强度下的 α 值, 即

$$\alpha = \frac{1}{d_2 - d_1} \ln \frac{j_2}{j_1} \quad (6.3-19)$$

改变电场强度, 测出一系列电场强度下的 α 值, 或维持不变的电场强度, 改变气压, 测出不同 E/p 下的 α 值, 就可绘出 $\alpha p = f(E/p)$ 的实验曲线。图 6.3-19 就是用这种方法测出的实验曲线 (实验值用空心圆圈表示)。

图 6.3-19 空气的 $(\alpha/p \sim E/p)$
实验及计算曲线

(2) 气体自持放电条件。根据气体中电子碰撞电离导致电流倍增的关系式(6.3-18)可知, 要达到气体介质发生击穿条件 $dU/dI \rightarrow 0$, 必须要求 $\alpha \rightarrow \infty$ 。但又已知 α 的极限值, 所以仅仅由于电子碰撞电离过程的作用是不可能导致气体介质发生击穿的。又由式(6.3-18)知, 当初始电流 $j_0 = 0$, $j_d \rightarrow 0$, 说明一旦去除电离因素, 放电就停止, 所以这样的放电是依赖于外界条件的, 被称为非自持放电。

此外实验发现, 当气隙不太宽时, 放电与电极材料有关, 必须考虑电极表面发射过程在放电中的作用, 即 γ 过程的作用。

与碰撞电离过程中的电子同时产生的正离子, 在电场作用下向阴极移动, 在到达阴极附近时, 或者由于加强了阴极的电场, 或者由于正离子撞击阴极表面, 使阴极产生电子发射, 发射电子数与汤逊第三系数 γ 及到达阴极的正离子数成正比。由于这种电极发射的 γ 过程而从阴极发射的电子称为二次电子。二次电子自阴极出发继续进行碰撞电离作用, 这样, 单位时间由阴极单位面积发射的电子 (n_e) 就包括了初始电子及二次电子两部分。用 n_0 表示初始电子, n_s 表示二

次电子，总电子数为二者之和，计为 n_c ，即

$$n_c = n_0 + n_s \tag{6.3-20}$$

n_c 个电子经过 α 作用，到达阳极时增加为 $n_c e^{\alpha d}$ 个电子，其中有 $(n_c e^{\alpha d} - n_c)$ 个正离子将回到阴极去，所以在阴极产生的二次电子 n_s 应为

$$n_s = \gamma n_c (e^{\alpha d} - 1) \tag{6.3-21}$$

代入式 (6.3-20) 并求解 n_c 得

$$n_c = \frac{n_0}{1 - \gamma(e^{\alpha d} - 1)} \tag{6.3-22}$$

单位时间离阴极 x 距离处由于 α 作用通过单位面积的电子数为

$$n(x) = n_c e^{\alpha x} = \frac{n_0 e^{\alpha x}}{1 - \gamma(e^{\alpha d} - 1)} \tag{6.3-23}$$

通过该面的电流密度为

$$j(x) = \frac{j_0 e^{\alpha x}}{1 - \gamma(e^{\alpha d} - 1)} \tag{6.3-24}$$

阳极电流密度为

$$j_d = \frac{j_0 e^{\alpha d}}{1 - \gamma(e^{\alpha d} - 1)} \tag{6.3-25}$$

由此关系可知，当分母中 $\gamma(e^{\alpha d} - 1) \rightarrow 1$ 时，阳极的电流密度 $j \rightarrow \infty$ ，这样便得到了所需要的放电条件，即

$$\gamma(e^{\alpha d} - 1) = 1 \tag{6.3-26}$$

推广到不均匀电场时，由于电场强度 E 处处不同，所以电离系数 α 也是位置的函数，即此时的放电条件为

$$\gamma \left[\exp \left(\int_0^d \alpha dx \right) - 1 \right] = 1 \tag{6.3-27}$$

上述放电条件可以定性解释如下：一个从阴极出发的电子至阳极时，通过碰撞电离产生 $e^{\alpha d}$ 个电子——正离子对，其中除第一个初始电子外的 $(e^{\alpha d} - 1)$ 正离子回到阴极，又通过 γ 作用，产生出 $\gamma(e^{\alpha d} - 1)$ 个二次电子，当二次电子数最少为一个时，即 $\gamma(e^{\alpha d} - 1) = 1$ 时，这个二次电子便可代替初始电子的作用，继续不断的造成从阴极出发的电子崩，这时放电便不依赖于外界电离因素所造成的初始电子，称此时的放电为自持放电。

(3) 巴申定律。早在气体放电的碰撞电离理论建立之前，巴申就得到了均匀电场中气体放电电压与气隙压力及气隙宽度间的实验关系。巴申发现：①气隙放电电压 U_B 与气压 p 和气隙宽度 d 的乘积 (pd) 有关，当 p 、 d 同时变化，而 (pd) 不变时，放电电压不变。②在某一 (pd) 值下，气隙放电电压出现最低值。其实验结果如图 6.3-20 所示。巴申定律的函数可表示为

$$U_B = \frac{Bpd}{\ln \left[\frac{Apd}{\ln \left(1 + \frac{1}{\gamma} \right)} \right]} = F(pd) \tag{6.3-28}$$

式中： U_B 为气隙放电电压， A 和 B 同式 (6.3-11)。

为求得一种气体的最小放电电压，可将式 (6.3-28) 对 (pd) 求导，使 $dU_B = d(pd) = 0$ ，这样得到

$$\ln \frac{A(pd)_0}{\ln \left(1 + \frac{1}{\gamma} \right)} = 1 \tag{6.3-29}$$

最小放电电压为

$$(pd)_0 = \frac{e \ln \left(\frac{1}{\gamma} + 1 \right)}{A} \tag{6.3-30}$$

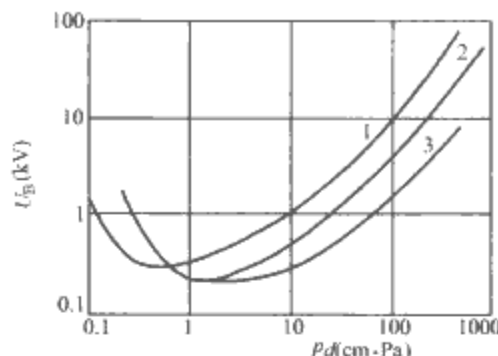


图 6.3-20 几种气体的 ($U_B \sim pd$) 实验曲线
1—空气；2— H_2 ；3—Ar

$$U_{B0} = B(pd) \tag{6.3-31}$$

式中： e 为自然对数的底； U_{B0} 为最小放电电压。

由于碰撞电离理论能够较满意的解释气体放电的实验规律，所以被公认为是适合于气体放电的基本理论，碰撞电离概念并被扩展于液体与固体介质的击穿，成为各种击穿理论的重要物理基础。

3.3.2 电负性气体的放电条件

对于具有较大电子亲和力的气体，即容易附着电子的气体，必须考虑负离子的生成对其放电过程的影响。如表 6.3-7 所列数据表明，电子亲和力大的一些气体，如含卤族元素的气体，其电离能远没有 Ne、He、Ar 等一类惰性气体大，但其与空气的耐压比（相同的 pd 时）却显著的大，而惰性气体的耐压比却很低，如 He 的耐压比仅为 0.11。又由图 6.3-21 知 C_6H_6 等碳氢化合物气体，分子大，在温度与压力相同时电子自由行程小，其耐压比虽大于 1，但与 Cl_2 、 CCl_4 等相比，在分子的自由行程相近时，后者的耐压比却高得多。表明这类气体耐压比高并非由于其电离能大、电子自由行程小的原因，而是由于电子亲和力大，容易吸附电子生成负离子的原因。

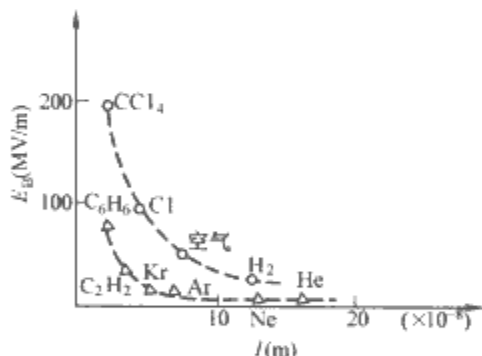


图 6.3-21 在 1 大气压时具有各种分子平均自由行程的气体放电电场

因此，对于这类气体，必须考虑附着效应，修正上述放电理论。推导过程与前面推导气体放电的电子碰撞电离相似，不同的是电负性气体的有效电离系数实际上比 α 小，应为 $\alpha - \eta$ 。电负性气体的碰撞电离条件为

$$\gamma \frac{\alpha}{\alpha - \eta} [e^{(\alpha - \eta)d} - 1] = 1 \tag{6.3-32}$$

表 6.3-7 各种气体的电离能、电子亲和力、分子平均自由行程及耐压比

| 气体 | 电离能 (eV) | 电子亲和力 (eV) | 相对分子质量 | 分子平均自由行程 ($\times 10^{-8}m$) | 与空气的耐压比 |
|----|----------|------------|--------|--------------------------------|---------|
| 空气 | — | — | — | — | 1.00 |
| He | 24.5 | -0.53 | 4.00 | 18.00~18.62 | 0.11 |

续表

| 气体 | 电离能 (eV) | 电子亲和 力 (eV) | 相对分子 质量 | 分子平均 自由行程 ($\times 10^{-8}\text{m}$) | 与空气的 耐压比 |
|-------------------------------|-------------|-------------------|------------|--|-------------|
| H ₂ | 16.1 | 0.71 | 2.02 | 11.20~11.77 | 0.60 |
| N ₂ | 15.8 | 0.04 | 28.02 | 5.95~6.28 | 1.03 |
| O ₂ | 12.3 | 3.80 | 32.00 | 6.43~6.79 | 0.91 |
| Cl ₂ | 13.20 | 3.74 | 35.45 | 2.75 | |
| HCl | 13.8 | — | 36.47 | 2.74~4.44 | 1.14 |
| C ₆ H ₆ | 9.6 | — | 78.05 | 1.54 | 1.79 |
| CCl ₄ | 11.0 | — | 153.84 | 1.37 | 4.98 |
| SO ₂ | 13.1 | — | 64.06 | 2.74 | 2.20 |
| SF ₆ | 14.1(15.8) | — | 146.07 | — | 3.0 |

实验证明(见图 6.3-22)对空气来说,常压下这一临界场强约为 $2.7\times 10^6\text{V/m}$,对 SF₆ 来说约为 $8.9\times 10^6\text{V/m}$ 。图 6.3-23 中 E_B/p 与 (pd) 的实验关系也是大致符合的,其中 E_B 为击穿场强。

电负性强的气体具有高耐压比的优点,在电气工程领域受到越来越大的重视,应用这类气体作为绝缘材料的技术正在迅速发展。表 6.3-8 是常见的一些电负性较强的气体,但由于其中一些在常温、常压下为液态,或液化温度在常用高压绝缘装置的使用温度附近,因而较难直接使用。目前已经得到使用的主要是 SF₆ 气体。

说明:由于 SF₆ 温室气体效应,全球已逐步禁止使用 SF₆,正在寻找替代气体。

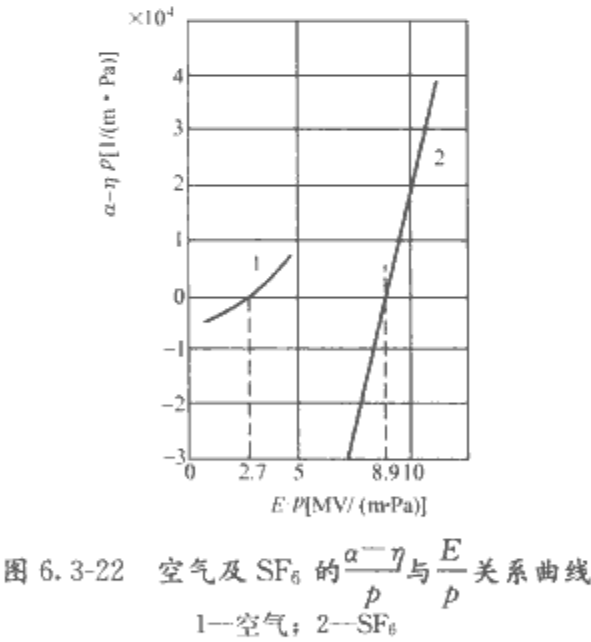


图 6.3-22 空气及 SF₆ 的 $\frac{\alpha-\eta}{p}$ 与 $\frac{E_B}{p}$ 关系曲线
1—空气; 2—SF₆

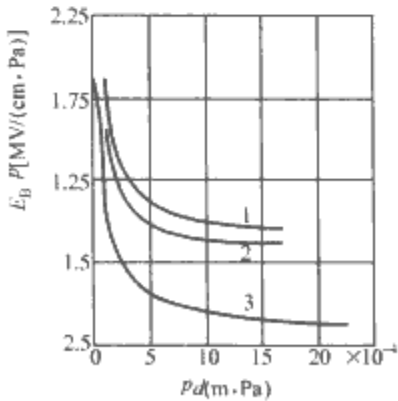


图 6.3-23 几种气体 $\frac{E_B}{p}$ 与 (pd) 关系曲线
1—CF₂Cl₂; 2—SF₆; 3—空气

表 6.3-8 一些电负性强的气体材料的性能

| 名 称 | 化学式 | 沸点(℃) | 热分解温度(℃) | 耐压比 |
|---------|--------------------------------------|----------|--------------|-----|
| 氟利昂 114 | CClF ₂ —CClF ₂ | 3.55 | 约 400 | 2.8 |
| 四氟化碳 | CF ₄ | -128 | 稳定 | 1.1 |
| 六氟化硫 | SF ₆ | 升华点-63.8 | 与 Cu 共存约 230 | 3.0 |

3.3.3 气体放电的流注理论

当 (pd) 值比较大时,巴申定律与实验结果的差距逐渐明显,说明在定量方面汤逊理论已不能应用于这种情况下的气体放电。不仅如此,实验观察证明,就是在定性上,两者之间也存在着严重的不一致,这主要是:

1) 当气隙较长、气压较高时,气隙放电可以观察到贯通两极狭窄光带,表明放电时形成的高导电通道并不是均匀地充满于气隙中。

2) 用高速记录仪记录到从给气隙施加击穿电压直至观察到放电现象的时间约为 10^{-7}s 左右,如外加电压超过击穿电压,则完成放电的时间更短。但按汤逊理论估计,放电过程发展所需要的时间不应小于正离子穿过放电间隙所需要的时间。实验测出电子崩的速度约为 10^5m/s ,这相当于电子的速度。而正离子的迁移率是电子迁移率的 $10^{-4}\sim 10^{-2}$,所以正离子穿过 1cm 长的间隙时间至少应为 10^{-9}s 数量级。仅用 α 及 γ 过程是不能解释放电为什么会发展如此之快的。

能够较好说明常压附近、长间隙中放电现象的理论是流注理论。

(1) 流注理论的物理概念。流注理论以汤逊碰撞电离概念为基础,考虑了放电过程中的光致电离现象,认为在气隙较长时,空间光致电离对电离的发展起重要的作用。

当外电场足够强时,一个从阴极出发的初始电子,在向阳极运动的过程中发生碰撞电离而发展成电子崩,称为初始电子崩,在初崩中,电子集中在崩头,正离子留在崩尾,崩中部是一个既有电子也有正离子的混合区,崩头的电子成为负空间电荷,它加强阳极电场;崩尾的正离子成为正空间电荷,它加强阴极电场。而中部的正、负离子混合区近似为一个等离子区,电场很弱(见图 6.3-24)。等离子区中,电子与正离子浓度很高有利于复合,复合时产生的光发射,使空间光致电离作用大大加强,产生许多新电子(也称二次电子)。

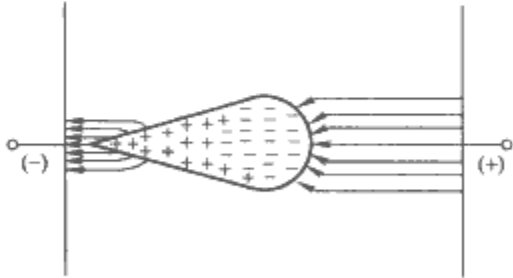


图 6.3-24 电子崩空间电荷对电场的影响

初崩两头的强电场,使二次电子运动中的碰撞电离进行得更激烈,形成二次电子崩,二次崩汇入初崩,使等离子区迅速扩大。光子所到之处,二次崩立即形成并发展,所以等离子区的发展远比初崩快。等离子区向电极伸展,到达两极时,便形成贯通两极的高导电通道,它便是放电现象中所观察到的狭窄光带,一般称为放电通道。上述放电过程中电子崩的增长转变为等离子区的发展,就称为流注放电,放电通道也就是所谓的流注。

流注的形成可以有两种情况:

1) 阳极流注 如图 6.3-25(a)所示,当初崩接近阳极时,崩中部的辐射作用在崩尾区产生二次崩,初崩尾部的正离

子吸引二次崩的崩头，二次崩汇入初崩，等离子区由阳极向阴极伸展，故称为阳极流注。

2) 阴极流注 如图 6.3-25(b)所示，初崩中部的光辐射作用在其崩头前方产生二次崩，二次崩崩尾受初崩崩头的吸引而汇入初崩，等离子区由阴极向阳极伸展，故称为阴极流注。

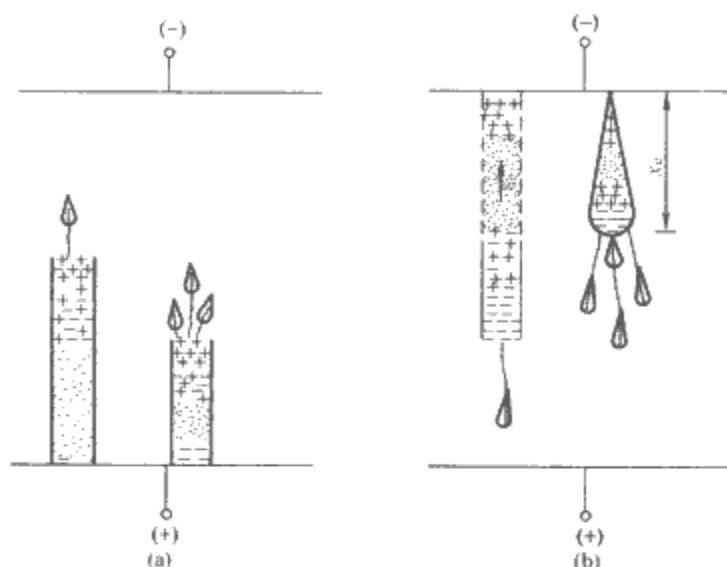


图 6.3-25 流注的形成和发展

(a) 阳极流注；(b) 阴极流注

(2) 流注放电条件。由以上对流注放电的说明可知，只要满足了由初始电子崩转变为流注的条件，自持放电实际上已经开始。实现由初崩到流注的转变有两个基本条件，其一是初崩内电荷密度足够大，使光电离强烈到可以在初崩外部出现二次电子；其二是初崩的空间电荷电场足够强，以致能产生二次崩和吸引二次崩汇入初崩。这两个条件都是在初崩发展至一定程度后才能达到，因此可以定性推出在均匀电场中流注放电条件为

$$e^{ax_c} = \text{常数} \quad (6.3-33)$$

不均匀电场中流注放电的条件为

$$\int_0^{x_c} \alpha dx = \text{常数} \quad (6.3-34)$$

式中： x_c 是初崩电荷密度达到一定要求时电子崩的长度。

显然，这一放电条件不能导出放电电压的定量计算关系，因而也无法与实验进行比较，但流注理论对长间隙放电的许多实验现象的解释是令人满意的。尤其是流注理论提出了空间电荷畸变电场的作用，这对于进一步了解更复杂条件下的放电现象是十分有用的。

流注理论向定量发展所遇到的主要困难是细束状等离子区的增长很难进行数学分析；同时，空间电荷的存在将严重畸变放电区域的电场。

3.4 放电时延与脉冲放电

以上讨论的是放电形成过程为瞬时情况下，影响放电的各种空间条件，但实际上放电形成过程需要一定时间；当对气隙加压的时间极短而间隙又较长时，则必须考虑形成放电时间对放电电压的影响。

3.4.1 放电过程的时间特性

气体中能够在足够强的电场下发生碰撞电离的第一个电子往往是由于宇宙射线及其他光辐射等偶然因素的作用产生的。但由电极释放出来的初始电子会遇到多种不同情况，例如，电子可能附着于分子上形成负离子，或者回到电极而被复合，也可受到电场加速而进行碰撞电离。所以初始电子的出现及初始电子崩的形成完全是由偶然因素制约的（电极有

短波照射时当然例外）。但是初始电子又是肯定会出现的。从气隙电压上升至放电电压的瞬间起，到初始电子出现的这段时间主要受制于偶然因素，它是一个随机事件，应服从统计规律，所以称这段时间为放电的统计时延。初始电子出现后，电离开始至放电通道形成的一段时间主要由电子崩的发展及流注发展决定的，称这段时间为放电形成时延。放电需要的总时间由统计时延和形成时延两部分组成。因此当外施电压作用时间小于放电时延时，虽然电压足够大，放电也不会发生。

(1) 统计时延。每一个实际气隙的放电统计时延与气隙所处的具体条件（电极状况、气体的组成、压力及温度等）有关，因而只能用实验统计方法来得到。例如，设置 N_0 个条件相同的气隙，同时加以同样大小的，足以引起气隙放电的直流电压，用高速记录仪记下从加压至放电火花出现的时间，则由于初电子出现的统计性， N_0 个气隙并不在同一时刻发生放电。设至某一时刻 t ，未发生放电的气隙有 N_t 个，根据统计规律， N_t 和 N_0 之间有关系为

$$\frac{N_t}{N_0} = e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (6.3-35)$$

即 $t=\tau$ 时，发生放电的气隙占总气隙数的 $1-1/e$ ， τ 就是气隙放电的平均统计延时。

(2) 形成时延。放电形成时延可由流注理论进行简单估算。计算可以分为三段进行：

1) 初崩发展至临界长度 x_c （转变成流注所需要的长度）所需的时间 t_1 。以 μ_- 表示电子迁移率， E_0 代表电场强度，则有

$$t_1 = \frac{x_c}{\mu_- E_0} \quad (6.3-36)$$

2) 流注发展至对面电极所需的时间 t_2 为

$$t_2 = \frac{x_c}{b\mu_- E_0} \quad (6.3-37)$$

式中： b 为考虑到流注发展速度大于电子崩增长速度而引入的修正系数。

3) 流注发展至高电导通道所需的时间 t_3 ，总的放电形成时间为

$$t = t_1 + t_2 + t_3 \quad (6.3-38)$$

一般 $t_2, t_3 \ll t_1$ ，所以近似以 $t_1 \approx t$ 就够了。由式 (6.3-37) 可以看出，形成时延与电场强度成反比，当外电场增强时，放电形成时延缩短。

当电场不均匀时，放电发展还要受到空间电荷分布的影响，情况更复杂一些。

3.4.2 脉冲放电的规律性

当把脉冲电压施加于气隙时，由于放电延时的统计特性，气隙放电电压不仅和外施脉冲电压的峰值有关，还和脉冲电压的波形有关，因此在进行脉冲放电试验时，首先必须统一波形，才能对放电电压进行比较。我国规定的标准波形是 1.5/40 的脉冲波（见图 6.3-26），这种波形主要是模拟雷

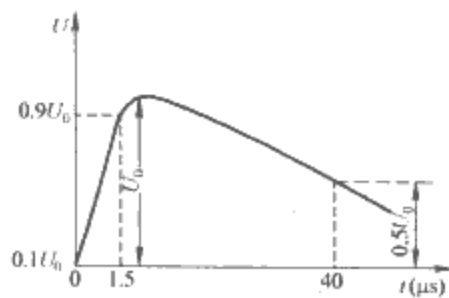


图 6.3-26 脉冲的标准波形

电过电压作用。

在波形相同的脉冲电压作用时,由于放电时延的分散性,必然导致放电电压的分散性,即施加峰值相同的电压时,放电可能在波峰处发生,也可能在波尾处发生,还可能不发生(初始电子没来得及出现时),提高电压峰值,仍然有这种情况,只不过不发生击穿的可能性更小。由于脉冲击穿的这一特点,一般用气隙放电的伏-秒特性来说明气隙的脉冲放电特性。

伏-秒特性是气隙脉冲放电电压和放电时间的关系,其作法如图 6.3-27 所示。伏-秒特性说明,电压峰值越高,放电时间越短。脉冲电压是实际高压线路中大气过电压及操作过电压的模拟,当在高压试验中需要具体比较两个气隙的脉冲放电特性时,一种方法是全面比较其伏-秒特性,另一种简单方法就是规定要承受一定过电压倍数的脉冲电压。

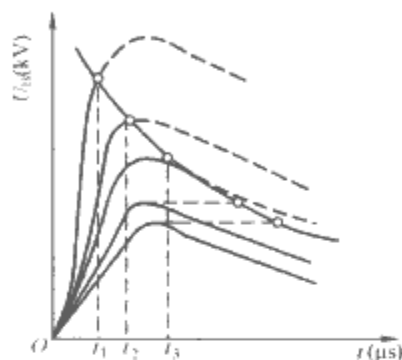


图 6.3-27 决定伏-秒特性的方法

3.5 雷电放电的形成及表征

从电气工程的角度,我们考虑雷电引起的两个基本现象:①雷电放电在电力系统中引起很高的雷电过电压(有时也称大气过电压),它造成电力系统绝缘故障和停电事故;②雷电放电所产生的巨大电流,有可能使被击物体炸毁、燃烧,使导体熔断或通过电动力引起机械损坏。雷电放电的本质是一种超长气隙的火花放电,与前面介绍的金属电极间的气隙放电相似,但区别于前面金属电极间的气隙放电的地方在于具有多次重复雷击现象,这与雷电放电形成的机理有关。如图 6.3-28 所示是典型的雷云模型,即雷云的下部带负电荷,而雷云的上部带正电荷。这样,在雷云与大地之间或两块带异号电荷的雷云之间,会形成强大的电场,当局部的电场达到或接近空气的击穿场强时,将发生放电,这就是雷电形成的过程。

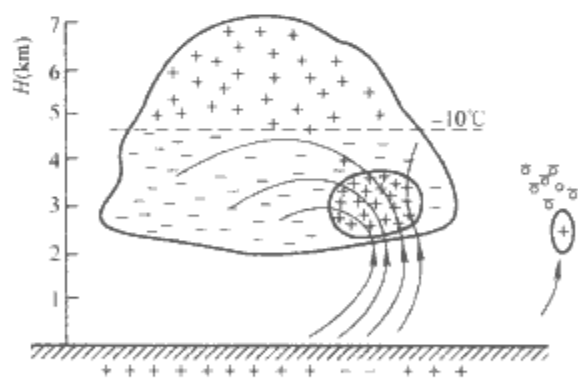


图 6.3-28 雷云中的电荷分布

为了更好的研究雷电放电对电力系统的影响,一般需要有一些参数来表征雷电放电,常用的参数有:①雷电活动频度,通常以某地区多年统计所得的平均出现雷暴的天数或小时数作为指标。②地面落雷密度和雷击选择性,它表示每平方公里地面在一个雷暴日中受到的平均雷击次数。③雷道波阻抗,雷击放电形成的雷电通道,其长度可达数千米,而直径尽为数厘米,类似于一条具有分布参数的线路,并具有一定的等效波阻抗,称为雷电波阻抗。④雷电的极性,雷击发生的过程有极性的区分,负极性的雷击概率要比正极性的大

得多,同时负极性过电压波沿线路传播时衰减较少较慢,对设备绝缘危害较大,在防雷计算中一般按负极性考虑。⑤雷电流幅值,用来表征雷电强度的参数。由于雷电流的大小除与雷云中电荷数量有关外,还与被击中物体的波阻抗或接地电阻的量值有关,所以通常把雷电流定义为雷击于低接地电阻($\leq 30\Omega$)的物体时流过雷击点的电流。雷电流幅值是表示雷电强度的指标,同时也是雷电过电压的根源,所以是最重要的雷电参数。⑥雷电流的波前时间、陡度及波长,实际测量表明,雷电流的波前时间处于 $1\sim 4\mu\text{s}$ 的范围内,平均为 $2.6\mu\text{s}$,波长(半峰值时间)处于 $20\sim 100\mu\text{s}$ 的范围内,多数为 $40\mu\text{s}$ 。雷电流的幅值和波前时间决定了波前陡度。我国规定在防雷设计中采用 $2.6/40\mu\text{s}$ 的波形,而在绝缘的冲击高压试验中,把标准雷电冲击电压的波形定为 $1.2/50\mu\text{s}$ 是足够严格的。

4 高电压下液体介质的性能

液体被广泛用作电气设备的内绝缘。应用得最多的液体介质是变压器油,而成分相似,但品质更高的电容器油和电缆油则分别用于电力电容器和电力电缆中。平板电极中的介质为液体时,电流随电压的变化和气体的情况很相似。在低电压范围内服从欧姆定律,液体本身的热分解产生的离子和杂质的离解产生的离子作为载流子对电流流通起作用。液体中离子迁移率 μ 和液体黏度 η 之间的关系可用韦尔登定律表示

$$\mu\eta = \frac{e}{6\pi r} \quad (6.3-39)$$

式中: r 为离子半径。

电压升高时,对于气体来说,超过呈现欧姆定律的区段以后接着出现饱和区段。但对于液体来说,不同区段的识别大多比较困难,只在纯净液体中能看得比较清晰。电压进一步升高时,出现电流非线性上升区域,然后发生绝缘击穿。在这些过程中,电场作用下离解离子、从电极发射电子和碰撞电离等对电导都将产生作用。

一旦作用到液体介质的电场强度达到一定程度时,在介质中出现的电气现象不再限于前面介绍的极化、电导和介质损耗了。与气体介质相似,液体在强电场的作用下,也会出现由介质转变为导体的击穿过程。下面将介绍液体介质的击穿理论、击穿过程特点以及影响其电气强度的因素。

液体介质主要有天然的矿物油和人工合成油两大类,此外还有蓖麻油等植物油。目前用得最多的是从石油中提炼出来的矿物绝缘油,通过不同程度的精炼,可得到用于变压器、高压开关电器、套管、电缆及电容器等设备中的变压器油、电缆油和电容器油等。用于变压器中的绝缘油同时也起散热介质的作用,用于某些断路器中的绝缘油有时也兼作灭弧介质,而用于电容器中的绝缘油也同时起储能介质的作用。

工程中实际使用的液体介质并不是完全纯净的,往往含有水分、气体、固体微粒和纤维素等杂质,它们对液体介质的击穿过程均有很大的影响。因此,本节中除了介绍纯净液体介质的击穿机理外,还将探讨工程用绝缘油的击穿特点。

4.1 纯净液体介质的击穿理论

关于纯净液体介质的击穿机理主要可分为两大类,即电子碰撞电离理论和气泡击穿理论。

(1) 电子碰撞电离理论亦称电击穿理论。电子碰撞电离理论是从气体碰撞电离理论发展而来的,当外电场足够强

时,在阴极产生的强场发射或因肖特基效应发射的电子将被电场加速而具有足够的动能,在碰撞液体分子时可引起电离,使电子数倍增,形成电子崩。同时由碰撞产生的正离子将在阴极附近集结形成空间电荷层,增强阴极附近的电场,使阴极发射的电子数增多;当外施电压增大到一定程度时,电子崩电流会急剧增大,从而导致液体介质的击穿。利用光电效应测量液体中空间电荷对电场的畸变,纯净液体的击穿还和阴极金属逸出功以及正离子的迁移率有依存关系。

纯净液体介质的电击穿理论与气体放电汤逊理论中 α 、 γ 的作用相似。但是液体介质的密度要比气体的大得多,电子的平均自由行程很小,积累能量比较困难,必须大大提高电场强度才能开始碰撞电离,所以纯净液体介质的击穿场强要比气体介质的击穿场强度高得多(约高一个数量级)。

由电击穿理论可知:纯净液体的密度增加时,击穿场强会增大;温度升高时液体膨胀,击穿场强会下降;由于电子崩的产生和空间电荷层的形成需要一定的时间,当电压作用时间很短时,击穿场强将提高,因此液体介质的冲击击穿场强高于工频击穿场强。

液体电击穿的理论还有液体分子振动击穿理论,这一理论认为液体和气体的击穿强度不同,与被电场加速的电子失去其能量的机理有关。设电子的平均自由行程为 λ ,则电子从电场获得的能量为 $eE\lambda$ 。另一方面被电场加速的电子和液体分子碰撞时,电子失去能量,其能量变换为液体分子的振动能 $h\nu$,这里 h 为普朗克常数, ν 为分子振动频率,室温时约为 10^{13} Hz。电子从电场获得的能量因与液体分子碰撞失去能量,变换为分子振动能级的跃迁,进而发生击穿。这就是根据液体分子振动考虑的击穿理论。击穿场强为 $E_b = h\nu/e\lambda$ 。按这一理论,绝缘击穿场强与 λ 成反比,而与液体的密度成正比。另外,具有同一分子结构的液体的击穿场强相等。

(2) 气泡击穿理论。给液体施加压力,它很难被压缩,其分子间的距离几乎不变。这就意味着假如只按上述电击穿过程发生击穿,那么击穿将不受压力的影响。实验证明液体介质的击穿场强与其静压力密切相关,这表明液体介质在击穿过程的临界阶段可能包含着状态的变化,这就是液体中出现了气泡。因此有学者提出了气泡击穿机理。

若液体中含有气泡时,则在气泡中放电,靠放电的能量,使气泡进一步增多,最后导致击穿,这就是气泡击穿的概念。液体中气泡产生的原因主要有以下几种情况:①电极表面的微小突起使电流集中而引起液体加热;②液体中的杂质使电流增大而将液体加热;③电极和注入电荷之间的或同极性注入电荷之间的排斥力抵消了液体的表面张力;④电子雪崩引起的液体分子离解;⑤电极表面吸附的气泡脱离出来。在交流电压下,串联介质中电场强度的分布是与介质的 ϵ_r 成反比的。由于气泡的 ϵ_r 很小(近似为1),其电气强度又比液体介质的低得多,所以气泡必然先发生电离。气泡电离后温度上升、体积膨胀、密度减小,这促使电离进一步发展。电离产生的带电离子撞击液体介质分子,使它又分解气体,导致气体通道扩大。如果许多电离的气泡在电场中排列成气体小桥,击穿就可能在此通道中发生。

如果液体介质的击穿因气体小桥而引起,那么增加液体压力,就可使其击穿场强有所提高。因此在高压充油电缆中总要加大油压,以提高电缆的击穿场强。图 6.3-29 给出了各种不同液体的击穿场强随压力变化的关系。

(3) 通过悬浮粒子产生的击穿。液体中悬浮着杂质粒子时,绝缘击穿场强将下降。这时的击穿机理可以认为是:与

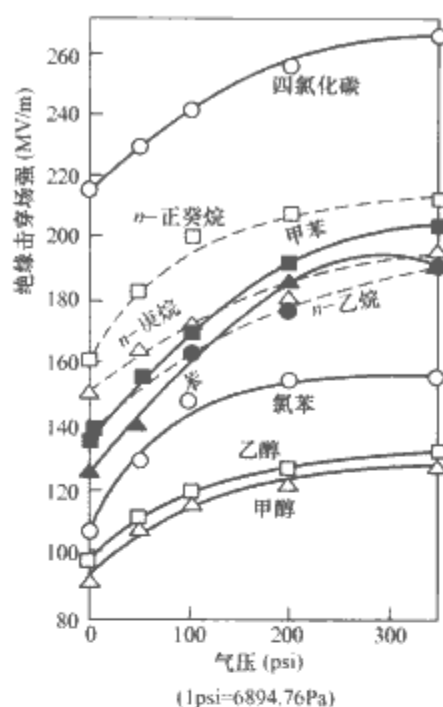


图 6.3-29 各种液体的击穿场强随压力变化的关系

液体相比,悬浮粒子的介电常数高时,悬浮粒子受力作用,被吸向电极上突出物等场强高的部分。粒子移动到高场强部分后,粒子顶端场强进一步提高,这一粒子前面又堆积上别的粒子,如图 6.3-30 所示。这样,在电极之间就形成悬浮粒子小桥,击穿电压将下降。

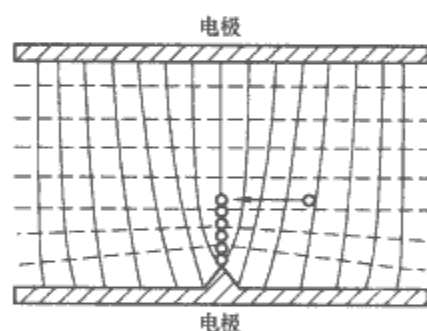


图 6.3-30 杂质粒子在电场集中区域的堆积

4.2 工程用液体介质的击穿过程及其特点

气泡击穿理论依赖于气泡的形成、发热膨胀、气泡通道扩大并积聚成小桥,有热的过程,属于热击穿的范畴。这一理论可推广到其他悬浮物体引起的击穿,用来解释工程用液体介质的击穿过程。

工程用液体介质是含有杂质的,这不仅是因为完全清除油中杂质极其困难,还因为油和大气接触时会逐渐氧化,并从大气中吸收气体和水分;况且在设备制造过程中还会有杂质混入,例如纸或布等纤维脱落到油中去;在运行过程中油质会劣化分解气体、水分和聚合物。以工程中最常使用的液体介质——变压器油为例,这些杂质的介电常数和电导率均与变压器油不同,从而会畸变油中电场分布,影响油的击穿场强。

由于水和纤维的相对介电常数很大,很容易沿电场方向极化定向,并排列成杂质小桥。这时会发生两种情况:

1) 如果杂质小桥尚未接通电极,则杂质与油串联,由于纤维的相对介电常数大以及含水纤维电导大,使端部油中电场强度显著增高并引起电离,于是油分解出气体,气泡扩大,电离增强,这样下去必然会出现气体小桥引起的击穿。

2) 如果杂质小桥接通电极,因小桥的电导大而导致泄漏电流增大,发热会促使水分汽化,气泡扩大,发展下去也

会出现气体小桥，使油隙发生击穿。

工程用变压器油的击穿有如下特点：在均匀电场中，当工频电压升高到某值时油中可能会出现一个火花放电，但旋即消失（即这个火花没有引起油间隙击穿），油又恢复其电气强度；电压再增加油中又可能出现火花，但可能又旋即消失；这样反复多次，最后才会发生稳定的击穿。

这种自恢复现象是因小桥引起火发放电后，由于纤维被烧掉、水滴汽化、油扰动以及油具有一定的灭弧能力等原因而使杂质小桥遭到破坏，造成火花放电熄灭。

判断变压器油的质量，主要靠测量其电气强度、 $\tan\delta$ 和含水量等。其中最重要的试验项目是用油杯测量油的工频击穿电压（如测量 5 次，取其平均值）。我国采用的标准油杯如图 6.3-31 所示。电极间距离为 2.5mm，电极是直径为 25mm 的圆盘形铜电极，为了减弱边缘效应，电极的边缘加工成半径为 2.5mm 的半圆，极间电场基本上是均匀的。

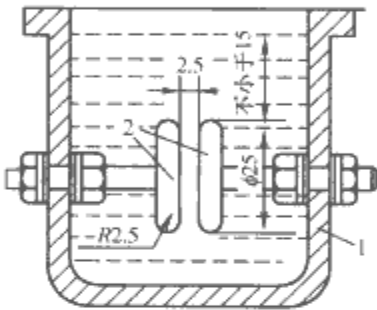


图 6.3-31 我国采用的标准油杯 (单位: mm)
1—绝缘杯体; 2—黄铜电极

我国规定不同电压等级电气设备中所用变压器油的电气强度应符合表 6.3-9 的要求。

| 额定电压等级 | 用标准油杯测得的工频击穿电压有效值 | |
|--------|-------------------|------------|
| | 新油, 不低于 | 运行中的油, 不低于 |
| 15 及以下 | 25 | 20 |
| 20~35 | 35 | 30 |
| 63~220 | 40 | 35 |
| 330 | 50 | 45 |
| 500 | 60 | 50 |

由表 6.3-9 可知，变压器油在极距为 2.5mm 的标准油杯中的击穿电压在 20~60kV，相应的击穿场强有效值应为 80~240kV/cm，这要比空气的击穿场强高很多。

4.3 变压器油击穿电压的影响因素及其提高的方法

(1) 水分和其他杂质。水在变压器油中有两种状态：①高度分散且分布非常均匀，可视为溶解状态；②呈水珠状一滴一滴悬浮在油中，为悬浮状态。悬浮状态水滴在油中是十分有害的，因为它们在电场作用下将极化而沿电场方向伸长，会畸变油中的电场分布，并可能在电极间连成小桥。图 6.3-32 所示为在常温下油的含水量对均匀电场下油间隙工频击穿电压的影响。当油中含水量达到十万分之几时，它对击穿电压就有明显的影响，这意味着油中已出现悬浮状水滴；含水量达到万分之二时，击穿电压已下降至 10kV，比不含水分时的击穿电压下降很多倍；含水量继续增加时，击穿电压下降已不多，这是因为只有一定数量的水分能悬浮于油中，多余的水分会沉淀到油的底部，但这对油的绝缘性能也是非常有害的。

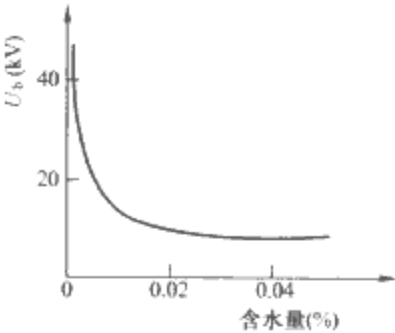


图 6.3-32 变压器油的工频击穿电压有效值 (标准油杯中) 与含水量的关系

当油中还含有其他固体杂质时，击穿电压的下降程度随着杂质的种类和数量而异。图 6.3-33 所示为这种关系，其油间隙采用一对球电极构成，为稍不均匀电场。纤维的含量即使很少，也会对击穿电压有很大的影响，这是因为纤维是极性介质并且容易吸潮，很容易沿电场方向极化定向而排列成小桥。从油中分解出来的碳粒由于能够均化电极附近的电场而对油的击穿电压影响不大。

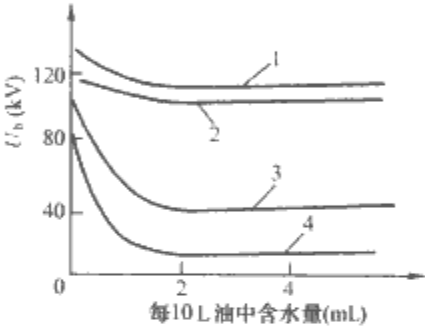


图 6.3-33 水分、杂质对变压器油击穿电压峰值的综合影响
(球电极直径 12.7mm, 球隙距离 3.8mm)
1—纯油; 2—含 1.76mm 碳; 3—含 0.21mg 纤维; 4—含 1.12mg 纤维

(2) 油温。变压器油的击穿电压与温度的关系比较复杂，随着电场的均匀度、油的品质以及电压类型的不同而各异。

均匀电场油间隙的工频击穿电压与温度的关系如图 6.3-34 所示。曲线 2 为潮湿的油，当温度由 0℃ 开始上升，一部分水分由悬浮状态转化为对击穿场强影响较小的溶解状态，使击穿电压上升；但在温度超过 80℃ 时，水开始汽化，产生气泡，引起击穿电压下降，从而在 60~80℃ 的范围内出现最大值；在 0~5℃，全部水分转为乳浊状态，导电小桥最易形成，出现击穿电压的最小值；在降低温度，水滴冻结成冰粒，油也将逐渐凝固，使击穿电压提高。曲线 1 是干燥的油，这时随着温度升高，击穿电压略有下降，这符合前述的电子碰撞电离理论。

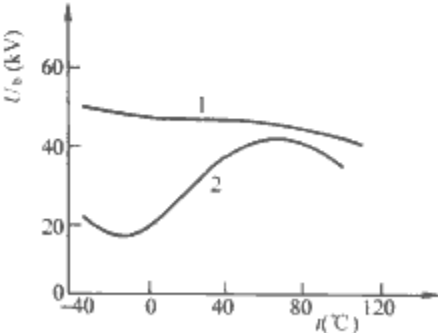


图 6.3-34 标准油杯中变压器油工频击穿电压有效值与温度的关系
1—干燥的油; 2—潮湿的油

在极不均匀电场中,随着温度的上升工频击穿电压稍有下降,如图 6.3-35 所示。电压的下降可以用电子碰撞电离理论来解释,水滴等杂质不影响极不均匀电场中的工频击穿电压。

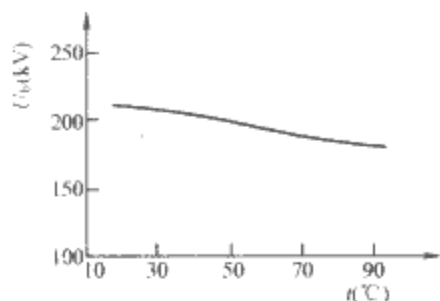


图 6.3-35 “棒-板”间隙中变压器油的工频击穿电压与温度的关系 (间隙距离 25mm)

不论在均匀电场还是不均匀电场中,随着温度的上升,冲击击穿电压均单调地稍有下降。这也可借助电子碰撞电离理论加以解释,而水滴等杂质的影响很小,因为在冲击电压作用下来不及形成杂质小桥。

(3) 电场均匀度。保持油温不变,而改善电场的均匀度,能使优质油的工频击穿电压显著增大,也能大大提高其冲击击穿电压。品质差的油含杂质较多,故改善电场对于提高其工频击穿电压的效果也较差。在冲击电压下,由于杂质来不及形成小桥,故改善电场总能显著提高油隙的冲击击穿电压,而与油的品质好坏几乎无关。

(4) 电压作用时间。油隙的击穿电压会随电压作用时间的增加而下降,加压时间还会影响油的击穿性质。从图 6.3-36 的两条曲线可以看出:在电压作用时间短至几个微秒时,击穿电压很高,击穿有延时特性,属电击穿;电压作用时间为数十到数百微秒时,杂质的影响还不能显示出来,仍为电击穿,这时影响油隙击穿电压的主要因素是电场的均匀程度;电压作用时间更长时,杂质开始聚集,油隙的击穿开始出现热过程,于是击穿电压再度下降,为热击穿。

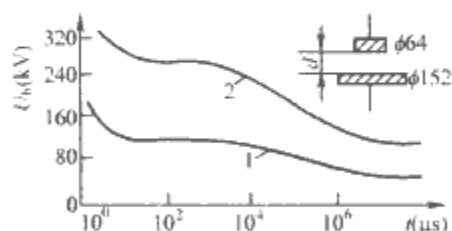


图 6.3-36 变压器油的击穿电压峰值与电压作用时间的关系
1— d 等于 6.35mm; 2— d 等于 25.4mm

(5) 油压的影响。不论电场均匀程度如何,工业纯变压器油的工频击穿电压总是随着油压的增加而增大,这是因为油中气泡的电离电压增高和气体在油中的溶解度增大的缘故。但经脱气处理的油,其工频击穿电压几乎与油压无关。

由于油中气泡等杂质不影响冲击击穿电压,故油压大小也不影响冲击击穿电压。

从以上讨论中可以看出,油中杂质对油隙的工频击穿电压有很大的影响,所以对于工程用油来说,应尽量减少杂质的影响,提高油的品质。通常采用过滤、防潮、脱气等方法来提高油的品质,在绝缘设计中则可利用“油—屏障”式绝缘。它属于组合式绝缘,即在油隙中放置若干个固体屏障,达到改善油隙中电场分布和阻止贯穿性杂质小桥的形成,一般能将电气强度提高 30%~50%。

5 高电压下固体介质的性能

固体介质被广泛用作电气设备的内绝缘,用作内绝缘的固体介质最常见的有绝缘纸、纸板、云母、塑料等,而用于制造绝缘子的固体介质有电瓷、玻璃和硅橡胶等。

在电场作用下,固体介质的击穿可能因电过程(电击穿)、热过程(热击穿)、电—机械击穿、电—化学过程(电—化学击穿,如局部放电劣化、树枝状劣化、漏痕劣化、电弧劣化等长期作用引起的击穿)而引起。在这一节中将对这些击穿形式、击穿理论以及影响击穿的因素作扼要的介绍。固体介质击穿后,会在击穿路径留下放电痕迹,如烧穿或熔化的通道及裂缝等,从而永远丧失其绝缘性能,故为非自愈性击穿。

实际电气设备的固体介质击穿过程非常复杂,它不仅取决于介质本身的特性,还与绝缘结构形式、电极均匀性、外施电压波形和加压时间以及工作环境(周围媒质的温度及散热条件)等多种因素有关,因此往往要由多种理论描述其击穿过程。

常用的有机介质材料,如纤维材料(纸、布和纤维板)以及聚乙烯塑料等,其短时电气强度很高,但在工作电压的长期作用下,会产生电离、老化过程,从而使其电气强度大幅度下降。所以对这类绝缘材料不仅要关注短时耐电特性,更要重视它们在长期工作电压下的耐电性能。

5.1 固体介质的击穿理论

5.1.1 电击穿理论

固体介质的电击穿是指仅由电场的作用而直接使介质破坏并丧失绝缘性能的现象。固体介质中存在少量处于导带能级的电子(传导电子),它们在强电场的作用下加速,并与晶格结点上的原子(和离子)不断碰撞。当单位时间内传导电子从电场获得的能量大于碰撞时失去的能量,则在电子的能量达到了能使晶格原子(和离子)发生电离的程度时,传导电子数量将迅速增多,引起电子崩,破坏了固体介质的晶格结构,使电导大增而导致击穿。

在介质的电导(或介质损耗)很小、又有良好的散热条件以及介质内部不存在局部放电的情况下,固体介质的击穿通常为电击穿,其击穿场强一般可以达到 $10^5 \sim 10^6$ kV/m,比热击穿时的击穿场强高得多,后者仅为 $10^3 \sim 10^4$ kV/m。

电击穿的主要特征为:击穿电压几乎与周围环境温度无关;除时间很短的情况外,击穿电压与电压作用时间的关系不大;介质发热不显著;电场的均匀程度对击穿电压有显著的影响。

固体电介质的电击穿一般在短时间内完成。电击穿包括以下几种观点:本征击穿、电子热击穿、电子雪崩击穿、场致发射击穿(齐纳击穿)和自由体积击穿。

(1) 本征击穿(也称固有击穿)。本征击穿基于介质中电子的能量特性来描述击穿强度。根据这一理论,击穿场强与固体介质的形状、电极材料、施加电压的波形无关,和介电常数一样,被认为是材料的固有常数。

电子密度小时,电子和电子之间相互作用与电子和晶格之间相互作用相比可以忽略,通过强电场作用下单个电子的平均特性来计算击穿临界场强,即单电子近似理论。这时,电子从电场获得的能量为 A ,电子与晶格碰撞而失去的能量为 B ,它们之间的关系如图 6.3-37 所示。对于两曲线交点的右侧的电子能量来说,获得的能量大于失去的能量 ($A > B$),电子获得加速,最终获得使固体结构破坏的能量。希

伯尔取两曲线相切的点作为所有电子加速到发生击穿临界点,求出了击穿场强 (E_H , 希伯尔场强),希伯尔的上述击穿判据被称为低能判据。弗列利赫注意到电子的能量是按照一定几率分布,并认为在对应 K_F 的交点,少量高能电子的能量达到了电离能,这样获得了击穿场强 (E_F , 弗列利赫场强)。弗列利赫的上述击穿判据被称为高能判据。

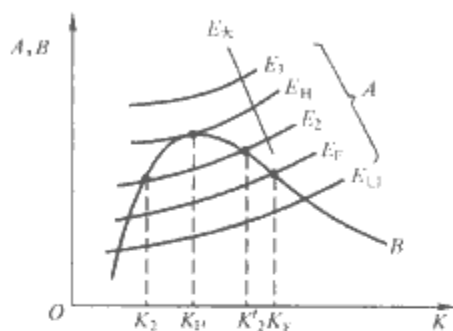


图 6.3-37 能量增益 A 和能量损失 B 与电子能量 K 的关系

电子密度大时,电子和电子间的相互作用不能忽视,这就要考虑电子的群聚作用。从这个角度考虑的击穿理论称为集合电子近似理论。

(2) 电子热击穿。弗列利赫对集合电子理论的研究认为,在含无定形的(非晶体)原子团多的固体中,电子陷阱能级多,被其捕获的电子密度增加时,导带的电子和陷阱能级的电子的相互作用(相互作用使电子温度改变)对绝缘击穿起着重要作用,即为电子热击穿理论,也称为弗列利赫高温电击穿理论。电子热击穿是本征击穿的一种。一般来说,在含本征击穿的电击穿中,绝缘击穿场强或与温度无关或者随温度上升而提高。但与此相反,能说明绝缘击穿场强随温度上升而下降的高温区击穿温度特性的电击穿理论只有电子热击穿理论。

(3) 电子雪崩击穿。电子雪崩击穿理论是以固体内碰撞电离使得电子密度增多作为击穿条件来考虑的。赛兹的单电子理论对绝缘击穿这样估计,即碰撞电离约进行 40 次后即可引起击穿,也称为 40 代理论。电子雪崩起始电子包括电极发射注入的和固体内存在的很多电子。在电子雪崩击穿理论中赛兹忽略了碰撞电离后残留的正离子对阴极附近场强的增大作用。

(4) 场致发射击穿。场致发射击穿理论认为:根据量子力学的隧道效应(齐纳效应),电子从价电子带和电极进入导带,使传导电子密度增大直至击穿。因为一般固体绝缘介质的禁带很宽,所以很难产生齐纳效应。对于薄膜材料,由于禁带变窄,则能有效地发生这种效应。

(5) 自由体积击穿。自由体积击穿是高分子材料特有的击穿理论之一。低温下高分子处于玻璃态,当温度上升时,处于冻结的无定形范畴的分子运动摆脱束缚,变为黏弹态,即玻璃化转变。在玻璃态转变温度范围,随着温度上升,分子运动得到活化,自由体积沿电场方向连接的概率增加。阐述因连接起来的自由体积内电子的加速而导致绝缘击穿的理论称为自由体积击穿理论。自由体积击穿理论定性地说明了很多高分子材料的击穿场强在玻璃态转变温度范围内下降的现象。

5.1.2 热击穿理论

热击穿是由于固体介质内热不稳定过程造成的。当固体介质较长期地承受电压的作用时,会因介质损耗而发热,与此同时也向周围散热,如果周围环境温度很低、散热条件较好,发热和散热将在一定条件下达到平衡,这时固体介质处

于热稳定状态,介质温度不会不断上升而导致绝缘的破坏。但是如果发热大于散热,介质温度不断上升,导致介质分解、熔化、碳化或烧焦,从而发生热击穿。一般情况下,热击穿会有以下一些特征:

- 1) 热击穿电压会随周围介质温度的上升而下降。
- 2) 热击穿电压并不随介质厚度成正比增加,因厚度越大,介质中心附近的热能散发越困难,固体介质的击穿场强随厚度的增大而降低。
- 3) 如果介质的导热系数大,散热系数也大,则热击穿电压上升。
- 4) 外施电场的频率增大,或者介质的损耗角正切增大,会使介质的临界击穿电压下降。

从上面热击穿的特征来看,热击穿与介质的散热条件以及介质的发热有密切关系。

通常,对于热击穿一般按以下两个极端情况考虑:稳态热击穿和冲击热击穿。

(1) 稳态热击穿。稳态热击穿是指产生的热能基本上都耗散到周围的情况,电压缓慢上升时容易发生这种情况。一般可以描述为

$$-\operatorname{div}(\kappa \cdot \operatorname{grad} T) = \sigma E^2 \quad (6.3-40)$$

式中: κ 为热导率; σ 为电导率; T 为温度; E 为场强。

因为这种击穿形式是在保持热稳定状态下进行的,故击穿场强与电压施加时间无关,而与试样的大小和形状以及电极散热性能和尺寸形状有关系。

(2) 冲击热击穿。冲击热击穿是指产生的热能基本上都消耗到固体温度上升的情况,电压快速上升时容易发生这种情况。这时可以描述为

$$c_V \frac{dT}{dt} = \sigma E^2 \quad (6.3-41)$$

式中: c_V 为定容比热容; T 为温度; t 为时间; σ 为电导率; E 为场强。

因为这种击穿形式与散热无关,故击穿场强与试样和电极的散热特性无关,电压施加时间越长,击穿场强越低。

5.1.3 电-机械击穿

电-机械击穿理论是根据电场产生的麦克斯韦应力和固体的形变应力是否平衡来阐述绝缘击穿的理论。因为普通的固体材料的杨氏模量比较大,故在发生这种形式的击穿之前就已经产生了其他形式的击穿,当热塑性高分子材料在温度接近软化点时杨氏模量急剧下降,故有时产生这种形式的击穿。在该理论中,应力平衡方程为

$$\frac{\epsilon}{2} \left(\frac{U}{d} \right)^2 = Y \ln \left(\frac{d_0}{d} \right) \quad (6.3-42)$$

式中: ϵ 为介电常数; Y 为杨氏模量; U 为施加的电压; d_0 为施加电压前的试样厚度; d 为变形后的试样厚度。

因此,电压超过对应的值时,力学上的平衡无法维持,产生绝缘击穿。击穿场强为

$$E_B = \sqrt{\frac{Y}{\epsilon}} \exp \left(-\frac{1}{2} \right) \quad (6.3-43)$$

因杨氏模量一般随温度上升而下降,故击穿场强也随温度上升而下降。高分子材料在熔点附近的温度时变软,因而此时容易发生击穿。对于一些高分子材料(如聚乙烯),分子链进行交联后机械性能提高,绝缘性能也随之提高。

5.1.4 电化学击穿

固体介质在长期工作电场的作用下,由于介质内部发生局部放电等原因而导致介质绝缘性能劣化、电气强度逐渐下降,最终导致介质的击穿称为介质的电化学击穿。在临近最

终击穿阶段,可能因劣化处温度过高而以热击穿的形式完成,也可以因介质劣化后电气强度下降而以电击穿的形式完成。

局部放电是介质内部的缺陷(如气隙或气泡)引起的局部放电行为。局部放电是介质劣化、损伤、电气强度下降的主要原因,这是因为:①放电过程产生的活性气体 O_3 、 NO 和 NO_2 等对介质会产生氧化和腐蚀作用;②放电过程由带电粒子撞击介质,引起局部温度上升、加速介质氧化并使局部电导和介质损耗增加;③带电粒子的撞击还可能切断分子链,导致局部树枝化,进而形成局部的低密度区,最终形成导电通道而引起击穿。局部放电的这几个方面影响,对有机绝缘材料来说尤其显著。

电化学击穿电压的大小与加压时间的关系非常密切,同时也因介质种类的不同而各异。图6.3-38所示为三种固体介质的击穿场强随施加电场的强度而变化的情况:曲线1、2下降较快,表示聚乙烯、聚四氟乙烯耐局部放电的性能较差;曲线3接近水平,表示硅有机玻璃云母带的击穿场强随加压时间的增加下降很少,可见无机绝缘材料耐局部放电性能较好。

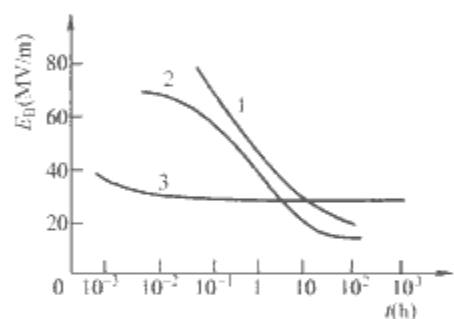


图 6.3-38 固体介质的击穿场强与电压作用时间的关系

1—聚乙烯; 2—聚四氟乙烯; 3—硅有机玻璃云母带

5.2 影响固体介质击穿电压的主要因素

影响固体介质电压的因素很多,主要如下:

(1) 电压作用时间。如果电压作用时间很短(如 0.1s 以下),固体介质的击穿往往是电击穿,击穿电压较高。随着电压作用时间的增加,击穿电压将下降,如果在加电压数分钟到数小时才引起击穿,则热击穿往往起主要作用。不过两者有时很难区分,例如工频交流 1min 耐压试验中的试品被击穿,往往是电和热双重作用的结果。电压作用时间长达数十小时甚至几年才发生的击穿,大多属于电击穿的范围。

(2) 电场均匀程度。处于均匀电场中的固体介质,其击穿电压往往较高,且随着介质厚度的增加近似地呈线性增加;若处于不均匀电场中,介质厚度增加将使电场更不均匀,于是击穿电压不再随厚度的增加而线性增加。当厚度增加使散热困难到可能引起热击穿时,增加厚度的意义就更小了。

常用的固体介质一般都含有杂质和气隙,这时即使处于均匀电场中,介质内部的电场分布也是不均匀的,最大电场强度集中在气隙处,使击穿电压下降。如果经过真空干燥、真空浸油或浸漆处理,则击穿电压明显提高。

(3) 温度。固体介质在某个温度范围内其击穿性质属于电击穿,这时的击穿场强很高,且与温度几乎无关。超过某个温度后将发生热击穿,温度越高热击穿电压越低;如果其周围媒质的温度也高,且散热条件又差,热击穿电压将更低。因此,以固体介质作绝缘材料的电气设备,如果局部温

度过高,在工作电压下即有热击穿的危险。

不同的固体介质其耐热性能和耐热等级是不同的,比如聚四氟乙烯、聚酰亚胺等的耐热等级就比聚乙烯的要高得多,因此它们有电击穿转为热击穿的临界温度也比聚乙烯得要高。

(4) 受潮。受潮对固体介质击穿电压的影响与材料的性质有关,如聚乙烯、聚四氟乙烯等中性介质,受潮后击穿电压下降 1/2 左右;容易吸潮的极性介质,如棉纱、纸等纤维材料,吸潮后的击穿电压可能仅为干燥时的百分之几或更低,这是因为电导率和介质损耗大大增加的缘故。

所以高压绝缘结构在制造时要非常注意去除水分,在运行中要注意防潮,并定期检查受潮情况。

(5) 累积效应。固体介质在不均匀电场中以及在幅值不很高的过电压,特别是雷电冲击电压下,介质内部可能出现局部损伤,并留下局部碳化、烧焦或裂缝等痕迹。多次加压时,局部损伤会逐步发展,这称为累积效应。显然,它会导致固体介质击穿电压的下降。

在幅值不高的内部过电压以及幅值虽高、但作用时间很短的雷电过电压下,由于加压时间短,可能来不及形成贯穿性的击穿通道,但可能在介质内部引起强烈的局部放电,从而引起局部损伤。

主要以固体介质作绝缘材料的电气设备,随着施加冲击或工频试验电压次数的增多,很可能因累积效应而使其击穿电压下降。因此,在确定这类电气设备耐压试验时加电压的次数和试验电压值时,应考虑这种累积效应,而在设计固体绝缘结构时,应保证一定的绝缘裕度。

6 高电压下复合绝缘的性能

工程上一般常把不同绝缘组合起来构成复合绝缘结构,利用复合绝缘的特点来满足工程上的实际应用。例如,油浸纸绝缘就是将纸和绝缘油结合起来,互相弥补了彼此的弱点,得到了比单体击穿场强都高的击穿场强。油浸纸绝缘被用于多种绝缘结构中,如油浸纸绝缘电缆、套管,高压变压器中也广泛采用油浸绝缘。复合介质从其聚集状态来分析,一般总是气体与液体或固体、液体与固体和固体与固体的组合,即使是单一材料的绝缘结构,由于材料的不均匀性、含有杂质及产生气隙等也不能看作为单一均匀介质。因此研究复合介质的击穿具有重要实际意义。

6.1 复合介质的击穿

6.1.1 双层介质的电场分布

设有平板电极中有一双层介质的复合绝缘基本结构,其模型及等效电路如图 6.3-39 所示。双层电介质的厚度、电导率及相对介电常数分别为 d_1 、 d_2 、 ϵ_1 、 ϵ_2 、 γ_1 、 γ_2 ,真空介电常数为 ϵ_0 ,外加电压大小为 U ,当施加阶跃电压时各层的场强 E_1 和 E_2 随时间的变化由式(6.3-44)和式(6.3-45)表示

$$E_1 = \frac{\gamma_2}{\gamma_1 d_2 + \gamma_2 d_1} U + \left(\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1 d_2 + \epsilon_2 d_1} - \frac{\gamma_2}{\gamma_1 d_2 + \gamma_2 d_1} \right) U \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad (6.3-44)$$

$$E_2 = \frac{\gamma_1}{\gamma_1 d_2 + \gamma_2 d_1} U + \left(\frac{\epsilon_1}{\epsilon_1 d_2 + \epsilon_2 d_1} - \frac{\gamma_1}{\gamma_1 d_2 + \gamma_2 d_1} \right) U \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad (6.3-45)$$

式中: τ 为时间常数, $\tau = (\epsilon_1 d_2 + \epsilon_2 d_1) \epsilon_0 / (\gamma_1 d_2 + \gamma_2 d_1)$ 。此时各层的电压分布为

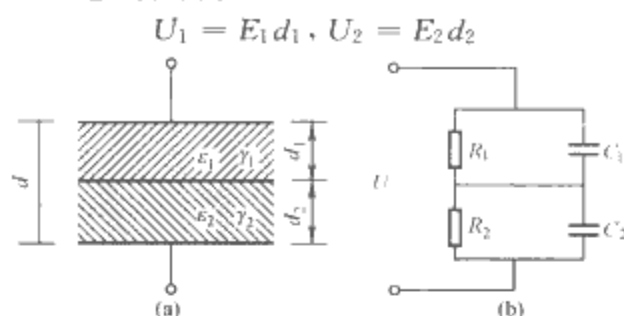


图 6.3-39 双层介质及其等效电路

(a) 双层介质模拟图; (b) 双层介质等效电路

对这一绝缘结构施加冲击电压时, 令 $t \rightarrow 0$, 则得

$$E_1 = \frac{\epsilon_2}{\epsilon_1 d_2 + \epsilon_2 d_1} U, E_2 = \frac{\epsilon_1}{\epsilon_1 d_2 + \epsilon_2 d_1} U, \frac{E_1}{E_2} = \frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} \quad (6.3-46)$$

即施加冲击电压时, 场强与各层介电常数成反比。因此, 设各层绝缘击穿场强分别为 E_{B1} 、 E_{B2} , 比较 $\epsilon_1 E_{B1}$ 和 $\epsilon_2 E_{B2}$, 则其值较小的层先开始击穿。一般来说, 固体、液体、气体介质中三者介电常数大的击穿场强也大。

若缓慢施加直流电压时, 令 $t \rightarrow \infty$, 则

$$E_1 = \frac{\gamma_2}{\gamma_1 d_2 + \gamma_2 d_1} U, E_2 = \frac{\gamma_1}{\gamma_1 d_2 + \gamma_2 d_1} U, \frac{E_1}{E_2} = \frac{\gamma_2}{\gamma_1} \quad (6.3-47)$$

即直流电压时, 场强与各层的电导率成反比。这种情况下, 则比较 $\gamma_1 E_{B1}$ 和 $\gamma_2 E_{B2}$, 其值较小的层先发生击穿。电导率随物质和其环境条件的不同变化很大, 气体、液体、固体哪个容易击穿和当时环境状况有关。

根据双层介质的介质损耗理论, 双层介质在交变电压作用下, 各层中平均电场强度与其介电常数、介质损耗及总的平均电场强度有下列关系式

$$E_1 = \frac{\epsilon_2 \sqrt{1 + \tan^2 \delta_2}}{\epsilon_1 \sqrt{1 + \tan^2 \delta_1} d_2 + \epsilon_2 \sqrt{1 + \tan^2 \delta_2} d_1} U \quad (6.3-48)$$

$$E_2 = \frac{\epsilon_1 \sqrt{1 + \tan^2 \delta_1}}{\epsilon_1 \sqrt{1 + \tan^2 \delta_1} d_2 + \epsilon_2 \sqrt{1 + \tan^2 \delta_2} d_1} U \quad (6.3-49)$$

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{\epsilon_2 \sqrt{1 + \tan^2 \delta_2}}{\epsilon_1 \sqrt{1 + \tan^2 \delta_1}} \quad (6.3-50)$$

当 $\tan \delta$ 远小于 1 时, 由于电介质的电导率很低, 故在短时间内, 双层介质的电压按电容分配, 在外施工频及高频电压或脉冲电压作用下, 电场分配与式 (6.3-46) 描述的情况一致。

此外, 当施加直流电压和交流电压时, 固体表面电荷的影响不能忽略。固体表面带有电荷时, 在施加直流电压的情况下, 所加电压几乎全加在固体上, 气体和液体所加的电压极小。因此, 固体先发生击穿的情况多。另一方面, 当施加交流电压时, 电压极性不断发生变化。因此, 固体表面所带电荷的极性和外加电压的极性相反时, 气体或液体上所加电压将很大。在施加交流电压时, 容易发生局部放电的原因即在于此。

6.1.2 边缘效应及其消除方法

通过上述分析研究发现, 复合介质的击穿是宏观不均匀介质在宏观均匀电场 (而且是强电场) 中发生的击穿过程。应当指出的是, 这里的均匀电场是理论上的, 而实际上来

说, 复合介质的击穿总是发生在介质中薄弱环节 (如未经浸渍的电容器纸) 和电场集中处 (如电极边缘), 亦即击穿是在不均匀电场发生的。同时, 介质往往仅在很小的范围内达到击穿强度, 只有在此小范围足够大 (其长度 $\geq 10^{-6} \text{ m}$) 的情况下, 才能看作为均匀介质在均匀电场中的击穿, 但当实验条件不同因而介质中的电场分布也不同, 介质的击穿过程可能仅在局部范围内发生; 也可能波及到全部介质 (形成狭小击穿通道), 这就出现了在不均匀电场下的介质击穿问题。

为了研究固体介质本征击穿的物理常数——电击穿强度, 总是希望介质能在均匀电场下发生电击穿。固然有一些获得均匀电场的方法, 但并非所有的固体介质都能实现, 所以通常都将固体介质试样放置于液体或气体媒质之中, 力求得到最大击穿强度。这样就使介质与媒质组成为固-液 (气) 双层复合介质的特殊形式, 势必造成其中电场的不均匀分布, 因此要得到固体介质的最大击穿强度, 一定要使这种复合介质中的固体介质在均匀电场下发生击穿。

必须指出, 在复合介质中电场分布不均匀甚至是极不均匀的情况下, 当未采用任何措施改善电极边缘处的电场分布时, 由于周围媒质的击穿强度通常比固体介质要小, 往往在固体介质击穿以前首先在电场集中的电极边缘发生放电, 放电火花可视为电极针状般的延伸, 于是电极边缘处的电场分布已不决定于电极的形状, 而受针状火花的强烈畸变。若放电开始时的外施电压高于固体介质一定厚度下的最小击穿电压, 则媒质放电后立即引起固体介质的击穿。如果电压低于最小值, 虽有放电, 但不立即击穿, 而要当外施电压升高到该介质厚度下的最小击穿电压时才击穿。显然, 媒质放电能使固体介质的击穿电压降低到最小值这一下限。这种因电极边缘媒质放电而引起固体介质在电极边缘处在较低电压下击穿的现象称为边缘效应。

电极边缘媒质放电时的外施电压, 取决于媒质的击穿强度和电极间的电场分布, 而电场分布与电极形状及其相互位置有关外, 还与周围媒质和介质两者的电导率、介电常数之比值有关。控制这些因素可使外施电压达到固体介质最小击穿电压时, 不足以发生媒质放电和由此引起的介质击穿, 当电压升高到最小值以上, 则媒质上的电压也相应提高, 而当任何地点发生媒质击穿时, 介质立即随之击穿。因此, 改变电极形状和采用不同的媒质, 可在相同的介质厚度下获得不同的击穿电压值, 此值多少要比最小值大, 直到接近于均匀电场下的击穿电压。均匀电场下的击穿地点在电极中央某一位置, 而当介质击穿由媒质放电引起时, 则击穿地点往往在电极边缘处。

现在研究消除边缘效应的方法。前面已经指出, 要使固体介质能在足够均匀的电场下发生击穿才能消除边缘效应, 为了得到均匀电场, 其方法之一就是必须将电极试样系统做成一定的尺寸和形状, 但此并非容易达到。例如云母、有机薄膜等介质困难就比较大, 于是人们着力探索了一些简单电极诸如固体试样放置在两平板电极间、平板与圆球和圆球与圆球电极间等情况下消除或减弱边缘放电的途径, 如图 6.3-40 所示。这对提高高压电机、电器绝缘工作的可靠性具有重大意义, 例如在高压电机中定子槽口附近绕组端部的表面上常发生电晕或表面放电, 引起绝缘老化或击穿, 因此消除电晕和表面放电就具有很大的实用价值。

有鉴于此, 必须从两方面考虑, 即必须选用高击穿强度的媒质和在不同形式的电压作用下, 使所选媒质的介电常数或电导率或两者均比固体介质大。

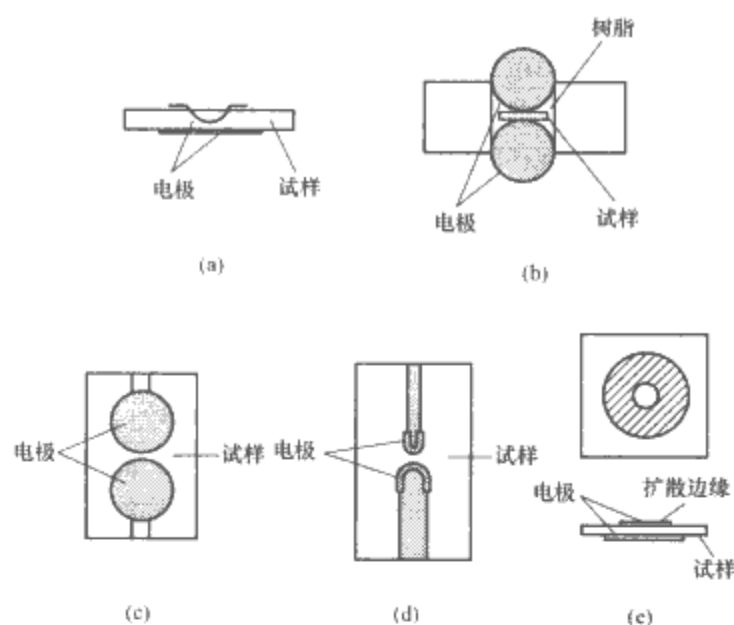


图 6.3-40 测试绝缘击穿用的各种电极和试样
(a) 凹槽型 (Recess) 型试样; (b) 麦克欧文 (McKeown) 试样;
(c) 费希尔 (Fischer) 试样; (d) 瓦特逊 (Watson) 试样;
(e) 镀 (薄) 膜试样 (带金属膜)

(1) 提高媒质的击穿强度。一般的浸渍剂和液体介质的击穿强度常比固体介质要低, 对液体施加压力是提高其击穿强度的一种简单而有效的方法。实验证明, 随着压力的增加, 媒质击穿电压与接着发生介质击穿的电压也增大, 且能使固体介质的击穿电压增高到在电极中央击穿的电压值。

(2) 采用高介电常数的媒质。在脉冲和工频电压下均选用高介电常数的媒质以满足上述条件。在脉冲电压下, 由于电压的作用时间短, 介质一般表现为电击穿。电导率在电场分布中没有任何显著的作用, 媒质中的杂质如悬浮质点等来不及在电场中移动因而没有影响, 这时的电场分布与媒质及介质的介电常数成反比, 周围媒质的介电常数越高, 其中分配到的电场强度越小, 使媒质不发生先行放电或与介质同时击穿而获得最大击穿电压。

(3) 采用高电导率的媒质。在高电导的媒质中难以发生边缘放电, 在交变电压作用下, 若能选择具有足够大电导率和较高介电常数的媒质, 也有利于消除边缘效应。高电导媒质的作用在恒定电压下尤为显著, 因为在恒定电压下, 电场强度与电导率成反比分布, 而固体介质电导率一般比媒质小, 因而媒质中的电场强度也不大, 所以媒质放电和介质击穿在外施电压接近均匀电场下的击穿值时发生。

6.2 局部放电

在外施电压作用下, 在复合介质或含气隙、液体的复合介质中, 当击穿强度较低的气体 (气隙或气泡) 或液体 (如油膜) 中的局部电场强度达到气体或液体的击穿强度时, 这部分气体或液体开始放电, 使介质发生不贯穿电极的局部击穿, 这就是局部放电现象。

常见的局部放电形式使电极尖端附近的空气隙中发生局部放电, 其余绝大部分气体仍保持绝缘状态, 这种绝缘结构以气体介质为主, 例如高压架空线和针尖对平板间的电晕放电等。复合绝缘结构的局部放电形式如图 6.3-41 所示, 分别为沿面放电、气隙放电、气泡放电三种。图 6.3-41(b) 所示为电极与介质之间层状气隙中发生的放电: 电极下气隙击穿后, 全部电压加在其余介质上, 由于这样放电垂直于介质表面, 会很快引起整个介质的击穿。图 6.3-41(c) 中, 介质内部存在的气隙或气泡放电, 它不直接与电极发生关系, 是

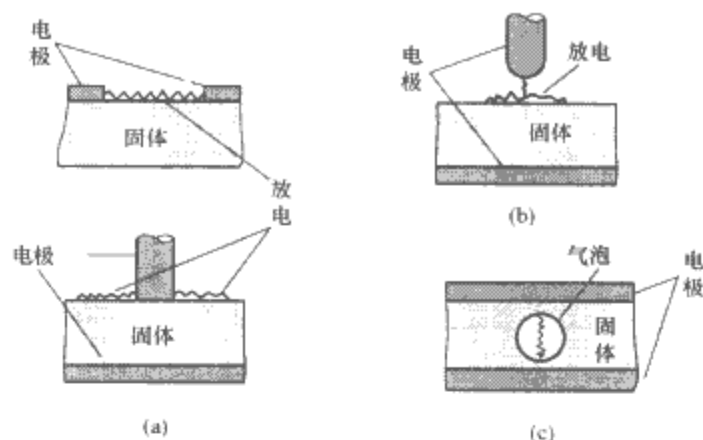


图 6.3-41 复合绝缘的放电形式
(a) 沿面放电; (b) 气隙放电; (c) 气泡放电

各种绝缘结构中广泛出现的局部放电情况。

对于内含气隙的固体介质的局部放电, 一般用串联等效电路分析, 当其介质损耗 $\tan\delta$ 不大时, 在交变电压作用下, 等效电路如图 6.3-42(b) 所示。图中 C_g 、 C_b 、 C_a 分别表示气泡的电容、与气泡串联的介质的电容和与它们并联的介质的电容。通常因气隙尺寸很小, 有 $C_g > C_b$, $C_a \gg C_b$, $C_a \gg C_g$ 。当电极间施加正弦交流电压时, 气泡将分担电压 U_g 。当 U_g 达到起始放电电压时, 放电开始, 气隙内放电后 C_g 上电压下降到残留电压 u_r , 外加电压 $U(t)$ 仍在上升, 到达 u_s 时再次发生放电, u_g 又降低到 u_r 。气泡放电就是这种重复进行的过程。气泡放电物理上的特点是: 放电一开始, 气泡表面就会带上正、负离子性空间电荷并产生相反方向的电场, 抵消掉外加电压加在气泡上的外电场。因此, 外加电压和气泡分担电压的大小关系不一定一致。图 6.3-43 给出了局部放电发生时气隙上电压的变化。可以看出, 内部局部放电次数多的时间段不是在外加电压瞬时值最大时, 而是在电压瞬时变化率最大的时间段, 即外加电压瞬时值最低的过零点附近。

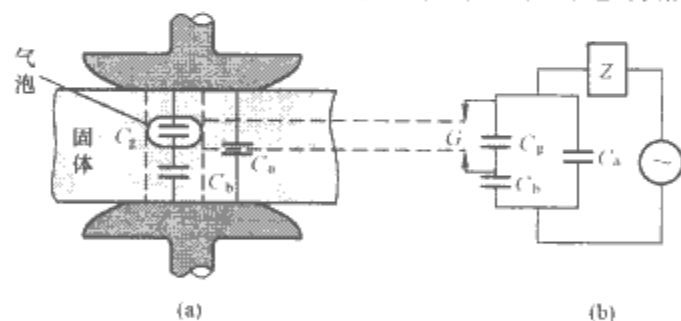


图 6.3-42 固体介质内部气隙放电的等效电路
(a) 内有气泡的固体介质; (b) 等效电路

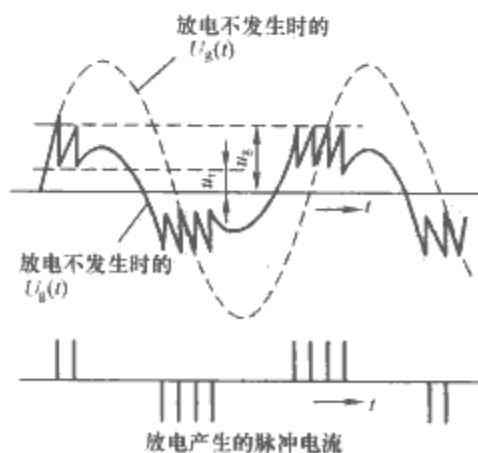


图 6.3-43 局部放电发生状况

6.3 沿面放电

沿复合介质的分界面伸展的放电称为沿面放电。沿面放

电在较低电压下也容易发生，主要与复合介质界面状态有关。图 6.3-44 是棒-板电极间夹着的照相底片在沿面放电下感光的利希腾贝格图形。正极性和负极性的放电形态之所以不同，是由于当棒为负极性时，从中心电极发展的电子雪崩向沿面方向伸展，固体表面带上电荷后，使棒附近电场加强而离开棒较远的地方电场减弱。因此放电不容易向前发展，而在棒周围全方向都有电子雪崩扩展，如图 6.3-44(b)所示。正极性时与此相反，电子雪崩向中心电极伸展，结果使放电部分与电极电位接近，周围电子雪崩向这部分伸展，因而放电部分形成集中的树枝状。

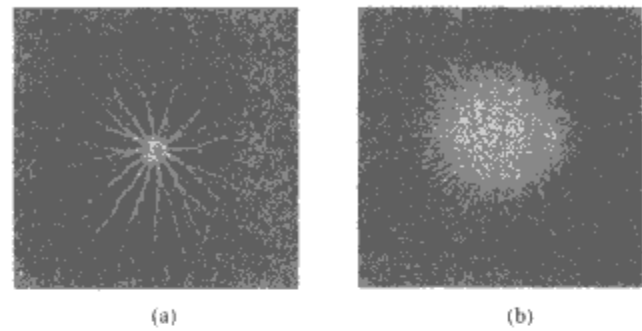


图 6.3-44 利希腾贝格图形
(a) 正极性；(b) 负极性

沿面闪络是指沿面部分放电向前伸展最后把两电极连通的现象。电极的配置和绝缘的结构对闪络电压影响很大，如

图 6.3-45 所示。特别是背后电极的有无（电场强度有无垂直于绝缘表面的分量）对闪络电压影响很大。

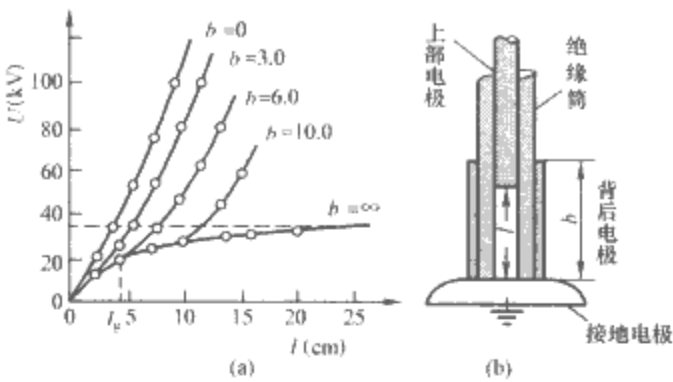


图 6.3-45 电极配置及沿面距离对沿面闪络电压的影响
(a) 沿面闪络电压与沿面距离的关系曲线；
(b) 电极的配置

与无背后电极的情况 ($b=0$) 相比，全长都有背后电极 ($b=\infty$) 时，闪络电压显著降低，沿面距离 l 再大，沿面闪络电压到一定值后也不再增大。因为有背后电极时，由于表面带电（流注通道）使得表面对背后电极电容增加，因而电荷量增加，所以沿面流注等离子密度大，使放电容易向前发展。

第4章 高电压的产生与测量技术

在电气工程及应用物理领域,需要各类高电压及大电流电源。在电力工程领域,各种电力设备在运行中长期承受工作电压(工频交流电压或直流电压)和各种过电压的作用,所以在高压试验室内应能产生出模拟这些电压的试验电压,用以考验设备绝缘耐受这些高电压作用的能力。这些电压主要有交流高电压、直流高电压、雷电冲击电压、操作冲击电压等,此外当高电压作用于某些低阻抗试品时,会产生高幅值的电流,因此高电压与大电流通常是联系在一起的。本章主要包括:

- (1) 交流高电压的产生及测量技术。
- (2) 直流高电压的产生及测量技术。
- (3) 冲击电压的产生及测量技术。
- (4) 冲击电流的产生及测量技术。

1 交流高电压的产生及测量

1.1 交流高电压的产生

1.1.1 交流高电压试验概述

在实验室中,交流高电压,特别是最大量使用的工频交流高电压,主要是由交流高压试验变压器以及交流高压串联及并联谐振试验设备产生的,其中高压试验变压器又有单级及串级试验变压器之分。

交流试验变压器除了产生交流高电压直接用于交流试验外,还是产生直流高电压和冲击高电压的电源,所以交流试验变压器是高电压实验室内不可缺少的主要设备之一。试验变压器的输出电压会大大超过电力变压器的额定电压值,常达几百千伏或几千千伏。目前我国和世界上多数工业发达国家都具有 2250kV 的试验变压器,个别国家的试验变压器的电压已达到 3000kV。

试验变压器在原理上与电力变压器并无区别,只是前者电压较高,变比大。由于电压高,所以要采用较厚的绝缘及较宽的间隙距离,因此试验变压器的漏磁通较大,短路电抗值也较大。在绝缘试验中,试品呈现为容性。在大的电容性负载下,试验变压器一、二次侧的电压关系与线圈的匝比有较大差异,因此试验变压器常常有特殊的测量线圈。当变压器的额定电压升高时,它的体积和质量的增加超过额定电压的三次方。为了限制单台试验变压器的体积和质量,有必要在接线上和结构上采取特殊措施,例如变压器的串级连接。这使得试验变压器具有与电力变压器不同的特殊形式。

试验变压器的运行条件与电力变压器有很大的不同:

(1) 试验变压器在大多数情况下,工作在电容性负荷下,而电力变压器一般工作在电感性负荷下。试验变压器所需试验功率不大,所以变压器的容量不大,通常高压侧电流在 0.1~1A 范围内;而高压电力变压器的容量都很大。

(2) 试验变压器在工作时,试品经常要放电,而电力变压器在正常运行时,发生短路事故的机会很少,而且即使发生,继电保护装置也会立即将电源跳开。电力变压器在运行中会受到大气过电压及操作过电压的侵袭;而试验变压器并不受到大气过电压的作用,但由于试品放电的缘故,它在工

作时,也可能在绕组上产生梯度过电压。

(3) 试验变压器工作时间短,在额定电压下满载运行的时间更短,例如进行电气设备的耐压试验时常常用的是 1min 工频耐压;而电力变压器则几乎终年在额定电压下满载运行。

(4) 电力变压器温升较高,也因此电力变压器都带有散热管及风冷和强迫油循环冷却装置;而试验变压器工作温升低,没有各种附加的散热装置,或只有简单的散热装置。

上述情况表明,试验变压器在运行条件方面比电力变压器有利,而在重要性方面则不如电力变压器,所以设计时通常采用较小的安全系数。例如 50~250kV 试验变压器本身的试验电压比其额定电压仅高 25kV,而更高电压(>300kV)的试验变压器的试验电压比额定电压仅高 10%。例如 500kV 试验变压器的 5min、100Hz 自感应试验电压为 550kV;额定电压 1500kV、额定容量 1500kVA 的二级串级试验变压器,单台 750kV 试验变压器的 5min、100Hz 自感应试验电压仅为额定电压的 110%;两台串级时的感应试验电压为额定电压的 105%。而电力变压器的试验电压比额定电压高得多,例如 220kV 电力变压器的出厂 1min 工频试验电压为 325~400kV,330kV 变压器的出厂 1min 工频试验电压为 510kV。正因为试验变压器的试验电压较低,设计温升较低,故在额定功率下只能做短时运行。有的特高电压的试验变压器,在额定电压及额定容量下只能运行 5min。

为了满足电力设备局部放电试验的需要,需要特殊设计的高压试验变压器,其本身的局部放电量极小,只有几个皮库,这类试验变压器称为无晕或无局放试验变压器。

使用高压试验变压器进行试验时的一般接线如图 6.4-1 所示。

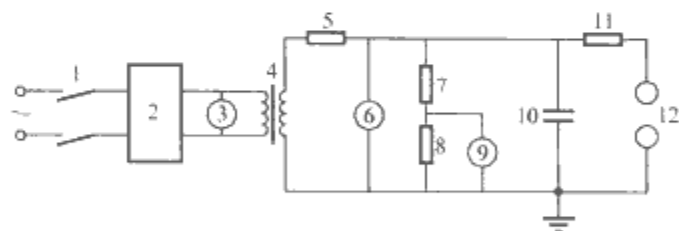


图 6.4-1 工频高电压试验接线图

- 1—电源开关;2—单相调压器;3—交流电压表;4—工频试验变压器;5—保护电阻;6—高压静电电压表;7—工频分压器的高压臂阻抗;8—工频分压器的低压臂阻抗;9—低压静电电压表或示波器;10—试品;11—测量球隙保护电阻;12—测量球隙或保护球隙

图中的电阻 5 称为保护电阻,它的作用是防止试品放电时产生的电压截断波对试验变压器绕组绝缘的损伤,同时它也起着抑制试品闪络时的恢复过电压的作用和限制流过试品电流的作用。该保护电阻一般可按 $0.1\Omega/V$ 选取。某些采用速动保护的试验变压器,已不使用保护电阻。

试验电压的频率和波形对各种试验有不同程度的影响。为此,国家标准 GB/T 16927.1—1997《高电压试验技术 第一部分:一般试验要求》规定:试验电压一般应是频率为 45~55Hz 的交流电压,有些特殊试验可要求频率远低于或

高于这一范围。试验电压的波形为两半波相同的近似正弦波，峰值和有效值的比值应为 $\sqrt{2} \pm 0.07$ (IEC 60060-1: 1989《高压试验技术 第 1 部分：一般定义和试验要求》规定此值为 $\sqrt{2} \pm 0.05$)。另又补充规定，若各次谐波总的方均根值不大于基波方均根值的 5%，则可认为波形满足上述要求。造成试验变压器输出电压畸变的最主要的原因，是试验变压器铁心的磁化曲线的非线性，特别是当使用到临近饱和段时，激磁电流中含有较多的三次谐波分量，它会在调压器和变压器的漏抗上产生谐波电压，从而使输出电压波形产生畸变。此外，供电电网的电压波形有时也包含谐波分量。为了减小波形畸变，试验变压器应选用优质低磁密的铁心变压器和调压器的短路电抗应较小，必要时可设置 LC 滤波装置。在对波形质量要求高时，可采用电动发电机组调压。

1.1.2 单台试验变压器

额定电压 750kV 及以下的试验变压器大多采用单台油浸式结构，这种变压器有金属壳和绝缘壳之分。金属壳变压器又可分为单套管和双套管两种，分别见图 6.4-2 和图 6.4-3。绝缘壳试验变压器见图 6.4-4，其内部结构见图 6.4-5。

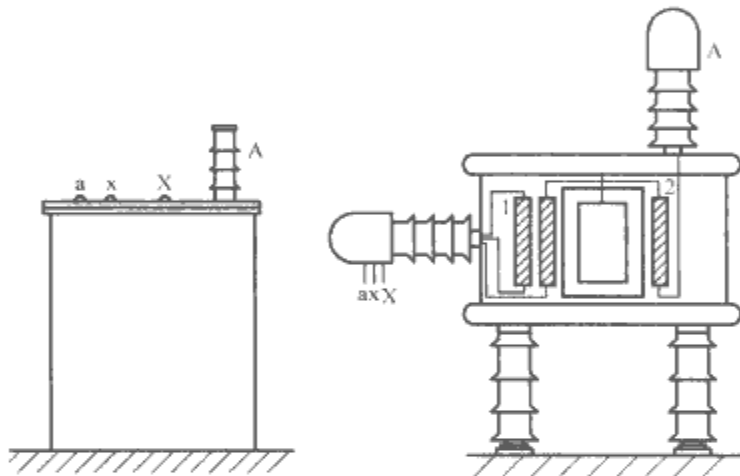


图 6.4-2 油浸式单套管铁壳试验变压器外形
图 6.4-3 外铁壳对地绝缘的双套管试验变压器
1—低压绕组；2—高压绕组

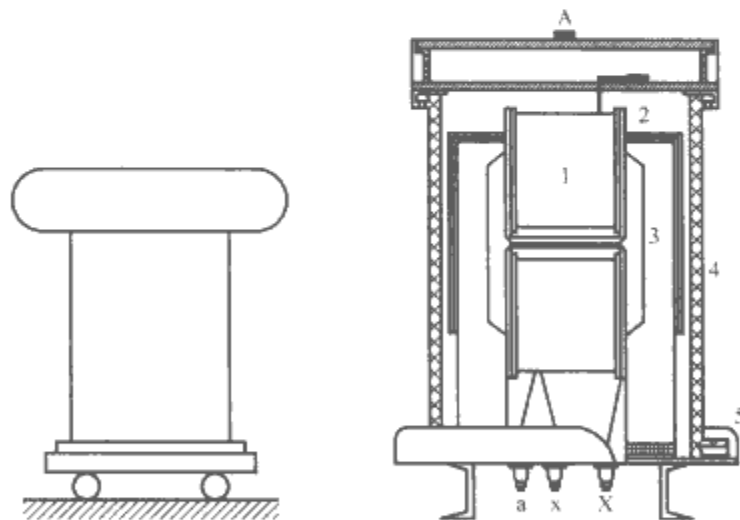


图 6.4-4 绝缘壳油浸式试验变压器
图 6.4-5 绝缘壳试验变压器内部结构图
1—绕组；2—铁心；3—绝缘支架；4—绝缘筒；5—屏蔽罩

1.1.3 串级试验变压器

电压很高时，常采用几个变压器串接的方法。几台试验变压器串接的意思是使几台变压器的高压绕组的电压相叠加，从而使单台变压器的电压降低、绝缘结构简化。

1.1.3.1 单套管变压器组成的串级变压器

自耦式串级变压器是目前最常用的串级方式，在此方式中高一级的变压器的励磁电流由前面一级的变压器来供给。

图 6.4-6 所示为由 3 台高压绕组电压均为 U_2 的单套管试验变压器组成的串级装置，设该装置输出的额定试验容量为 $3U_2 I_2$ 。此时，最高一级变压器 T3 的额定容量应为 $U_2 I_2$ ；中间一台变压器 T2 的额定容量应为 $2U_2 I_2$ ，这是因为这台变压器除了直接供应负荷 $U_2 I_2$ 的容量外，还得供给最高一级变压器 T3 励磁容量 $U_2 I_2$ ；同理，最下面一台变压器 T1 应具有额定容量为 $3U_2 I_2$ 。所以每级变压器的容量是不相同的，串级变压器输出的额定容量为 $3U_2 I_2$ ，而串级变压器整套设备的总容量应为各单台变压器额定容量之和，即

$$W_{\text{串级}} = U_2 I_2 + 2U_2 I_2 + 3U_2 I_2 = 6W$$

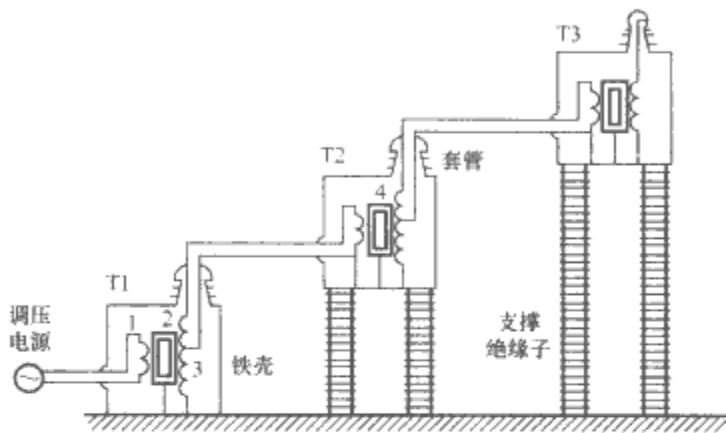


图 6.4-6 由单（高压）套管变压器组成的串级变压器示意图
1—低压绕组；2—高压绕组；3—供给下一级励磁用的串级励磁绕组；4—铁心

所以 3 级串级的串级变压器装置总容量 $W_{\text{串级}}$ 与可用的试验容量 W_{shu} 之比 $W_{\text{串级}}/W_{\text{shu}} = 6W/3W = 2$ 。如果串级数为 n ，则 $W_{\text{shu}} = nU_2 I_2 = nW$ ，而装置总容量为

$$W_{\text{串级}} = U_2 I_2 + 2U_2 I_2 + 3U_2 I_2 + \dots + nU_2 I_2 = \frac{n(n+1)}{2}W \quad (6.4-1)$$

这样，在 n 级时的串级装置的容量之和等于它的有效输出容量的 $(n+1)/2$ ，换言之，试验装置的利用率 $\eta = 2/(n+1)$ 。所以随着串级数的增加，装置的利用率显著降低，这是串级试验变压器的一个缺点。一般串级数 n 最多取 4。

在图 6.4-6 中可见，串级变压器在稳态工作时各级变压器的电位分布情况。各级变压器的铁心和它的外壳接在一起，它们具有同一个电位。如图 6.4-6 所示，最终的输出电压为 $3U_2$ ，则第 3 级变压器的外壳对地有 $2U_2$ 的电位差；第 2 级变压器的外壳对地有 U_2 的电位差，所以需分别用相应的支持绝缘子把它们对地绝缘起来。各级变压器的高压绕组 2 以及励磁绕组 3 对低压绕组 1 和外壳、铁心之间的主绝缘，只需要耐受 U_2 水平的电压。同样，每级变压器的高压套管也只需耐受 U_2 的电压。低压套管只耐受绕组 1 的两端电压，一般只有 10kV 或以下的电压。

1.1.3.2 双套管变压器组成的串级变压器

在试验电压水平更高时，还常采用双高压套管引入和引出的试验变压器，每级变压器高压绕组的中点接铁心及外壳（见图 6.4-7）。其优点显然是可以比图 6.4-6 的串级变压器进一步降低绝缘水平。每个高压套管引出端对铁心和外壳的压差是高压绕组总电压的一半，因此高压套管以及内部主绝缘的绝缘水平，只要能耐受每级电压的一半就可以了。每一级变压器的外壳都带有一定的电位，如图 6.4-7 所示，所以都需要有相应高度的支持绝缘子把它们对地绝缘起来。图 6.4-7 中表示的相邻每级变压器套管之间的连接管是用来屏蔽套管间的连接线的，另外套管和支持绝缘子上与它同电位

的均压环之间也有连接管。这些连接管都是由金属做成，要求有一定的曲率半径和表面光滑度，它们起着固定电位、均匀电场及减小电晕的作用。

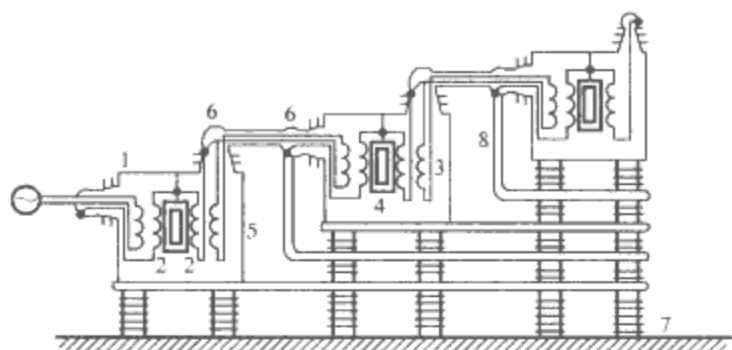


图 6.4-7 由双高压套管变压器组成的串级变压器
1—低压绕组；2—高压绕组；3—串级励磁绕组；4—铁心；
5—外壳；6—高压套管；7—支持绝缘子；8—屏蔽用连接管

1.1.3.3 串级变压器的短路电抗

对于试验变压器来说，希望它的短路电抗不能过大，否则会降低短路容量。变压器串接时会使阻抗电压值大为上升。比如单台试验变压器的阻抗电压一般为 4.5%~9%，但 3 台变压器串接时，阻抗电压可高达 22%~40%。有关参考文献讲述了串级变压器阻抗电压升高的原因和短路电抗的计算。

1.1.3.4 高压串联谐振试验设备

图 6.4-8 所示为串联谐振回路的一般接线。图中的电抗器电流为数安培，电感量可以在很大范围内变动。通常每个单元的电抗约为数百千伏。它们应能彼此堆接，以便需要时，能在较高电压下进行试验。

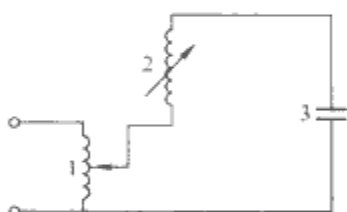


图 6.4-8 串联谐振装置的一般线路图
1—调压器；2—高压电抗器；3—试品

串联谐振装置有许多优点：试验中当试品发生击穿或闪络时，由于谐振条件丧失，电压迅速下降，回路中就不会流过大的短路电流，因而对试品不会造成损伤；由于是在谐振条件下工作，因此输出电压波形的正弦性好；与普通高压试验变压器相比，在同样的电压和电流下，比较便宜。但是，也由于上述原因，它不适合于外绝缘的试验，另外对电阻性负载的变化非常敏感也是它的缺点。

1.1.3.5 高压并联谐振试验设备

图 6.4-9 所示为并联谐振装置的一般线路。它由调压器、高压试验变压器、可调高压电抗器和容性负载组成。并联谐振装置主要用于试验电容量非常大的负载，例如整盘电力电缆、电力电容器组以及已敷设的电力电缆等。

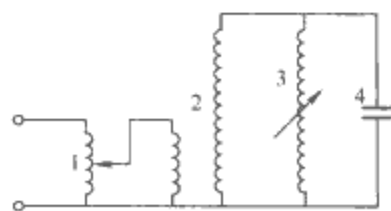


图 6.4-9 并联谐振装置一般线路图
1—调压器；2—高压变压器；3—高压电抗器；4—试品

1.2 交流高电压的测量

对用于电力设备绝缘试验的交流高电压，要求测量的总不确定度应在 3% 以内。当被测电压很高时，要达到这个要求其实并不容易。实验室中测量交流高电压的主要方法有以下 5 种。

1.2.1 高压静电电压表

在两个电极间施加电压，两电极分别被充上异性电荷，电极受到静电力的作用。测量此静电力的大小，或是测量由静电力产生的某一极板的偏移或偏转来反映所加电压大小的表计称为静电电压表。

若有一对平板电极，电极间距离为 l ，电容为 C ，所加周期性交流电压的有效值为 U ，则电极在一个周期 T 内所受力的平均值 F 为

$$F = \frac{1}{2} \frac{dC}{dl} \left(\frac{1}{T} \int_0^T U^2 dt \right) \quad (6.4-2)$$

式 (6.4-2) 括号内的值是交流电压有效值的平方，因此静电电压表测得的是交流电压的有效值。

当在电极上加直流电压时，只要直流电压是十分平稳的，测得的就是直流电压的平均值；若是叠加了周期性脉动的直流电压，则测得的是它的方均根值。

静电电压表有两种类型：一种是绝对仪静电电压表；另一种是工程上常用的静电电压表，即非绝对仪。所谓绝对仪静电电压表是指通过测量作用力 F ，根据极板尺寸，通过公式计算作用在极板上的电压。工程上应用的静电电压表是非绝对仪，需要用别的测量仪表来校正它的电压刻度。

可用静电电压表直接测量交流和直流高电压，还可以用它测量频率高达 1MHz 的高频电压。静电电压表的优点是基本上不从电路里吸取功率，准确地讲，它只吸取极少量的无功功率，用以建立极板中的电场和极板对地的杂散电场。

国产 Q4-V 型 100kV 静电电压表外形如图 6.4-10 所示。

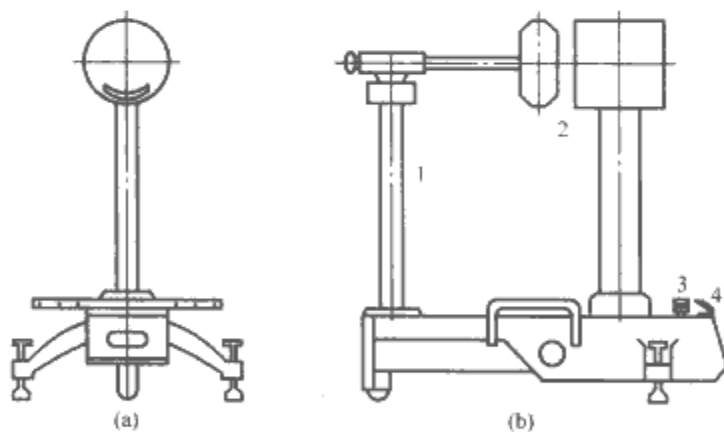


图 6.4-10 国产 Q4-V 型 100kV 静电电压表外形
(a) 正视图；(b) 侧视图

1—绝缘支杆；2—电极；3—灯；4—标度盘

1.2.2 通过整流电容电流测量交流电压峰值

在不少场合，只需要测量交流高电压的峰值，通过测量整流后的电容电流来进行交流高电压峰值的测量是实验室中一种方便的方法。

被测高压 u ，当其随时间变化时，流过电容 C 的电流 $i_C = Cdu/dt$ 。当 i_C 为正半波时，电流经整流元件及检流计 P 流通（见图 6.4-11）。如果流经 P 的电流平均值为 I_a ，则它与被测电压的峰值 U_m 有下述关系

$$U_m = I_a / (2Cf) \quad (6.4-3)$$

式中: C 为电容器的电容量; f 为被测电压的频率。

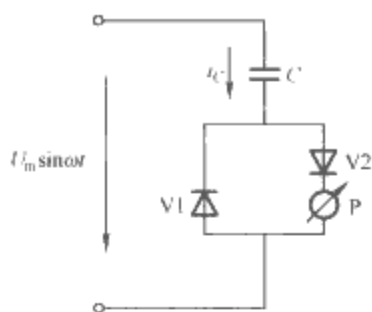


图 6.4-11 利用整流电容电流测量交流电压峰值的基本电路

1.2.3 测量电容器上的整流充电电压进行交流电压峰值测量

如图 6.4-12 所示, 被测交流电压经整流管 V 使电容器 C 充电至交流电压的峰值, 电容电压由静电电压表或高值电阻串联微安表来测量。

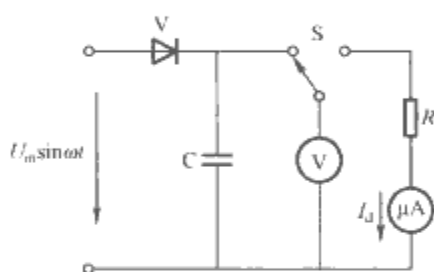


图 6.4-12 利用电容器 C 上的整流充电电压测峰值

应用多种高性能的运算放大器, 能对电容 C 上的峰值电压进行采样保持, 最后通过模/数转换器及其后的数字电压表把峰值电压显示出来。

将这种有源的数字峰值电压表连接到电容分压器的低压臂可以扩大测量范围, 测量也更准确。

1.2.4 高压交流分压器

当被测电压很高时, 采用高压分压器来分出一小部分电压, 然后利用静电电压表、峰值电压表、示波器等测量仪器进行测量, 是最合理的、也是实验室最常用的方法。

对分压器而言, 最重要的要求有两个: ①分压比的准确度和稳定性 (幅值不确定度要小); ②分出的电压与被测高电压波形的相似性 (波形畸变要小)。

按照所用分压元件的不同, 交流高压分压器可分为电阻分压器、电容分压器两种。

分压器由高压臂和低压臂组成, 在低压臂上得到的就是分给测量仪器的低电压 u_2 , 总电压 u_1 与 u_2 之比 (u_1/u_2) 称为分压器的分压比 K 。

1.2.4.1 电阻分压器

它的高、低压臂均为电阻, 如图 6.4-13 所示。理想情况下的分压比为

$$K = u_1/u_2 = (R_1 + R_2)/R_2 \quad (6.4-4)$$

图 6.4-13 中的放电管或放电间隙 OP 是起保护作用的, 在电压超量程时动作以保护人身与仪器的安全。

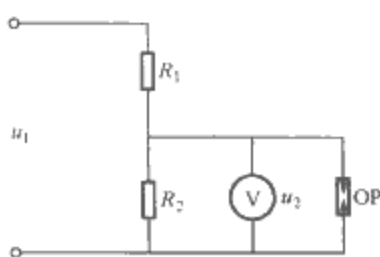


图 6.4-13 电阻分压器

高压臂 R_1 通常用康铜、锰铜或镍铬电阻丝以无感绕法绕制而成, 要求不高时也可由市售的电阻元件串并联组合而成, 它的沿面长度应能耐受最大被测电压的作用而不发生闪络。

用于测量交流电压的电阻分压器的阻值不能选得太小, 否则会使高压电源供给电流太大, 电阻本身的热损耗也太大, 以致阻值因温升而变化, 增加测量误差。但阻值也不能选得太大, 否则由高压臂电阻与高压臂对地电容形成的阻容网络引起的幅值和相位误差就越大。被测电压越高、分压器本身的阻值越大、对地杂散电容越大, 误差也越大。因此, 在被测交流电压大于 100kV 时, 大多采用电容分压器, 而不用电阻分压器。

1.2.4.2 电容分压器

用于测量交流高电压的电容分压器的原理接线见图 6.4-14, C_1 为高压臂电容器电容, C_2 为低压臂电容器电容。分压比为

$$K = u_1/u_2 = (C_1 + C_2)/C_1 \quad (6.4-5)$$

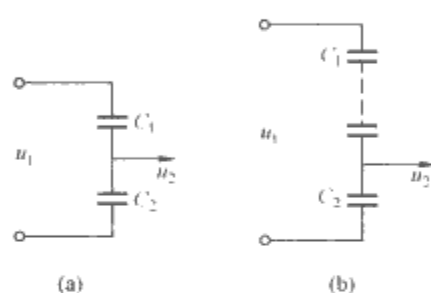


图 6.4-14 电容分压器

(a) 集中式电容分压器; (b) 分布式电容分压器

通常 $C_1 \ll C_2$, 所以 $u_2 \ll u_1$, 大部分电压降落在 C_1 上, 从而实现了用低压仪器测量高电压的目的。

电容分压器高压臂的电容量较小, 通常在数百皮法左右, 但要耐受绝大部分作用电压, 因而它是电容分压器的主要部件。电容分压器按高压臂电容型式不同而分为: 集中式电容分压器 [见图 6.4-14 (a)], 它的高压臂采用气体绝缘的高压标准电容器、球隙或其他单一电容器, 常用的高压标准电容器的绝缘气体介质有 N_2 、 CO_2 、 SF_6 及其混合气体; 分布式电容分压器 [见图 6.4-14 (b)], 它的高压臂由多个电容器单元组成, 要求每个单元的寄生电感和介质损耗尽可能小。

低压臂电容器的电容量较大, 但耐受电压不高, 通常采用高稳定性, 低损耗, 寄生电感小的云母、空气或聚苯乙烯电容器等多个并联而成。

1.2.5 用球间隙测量工频高电压

根据国家标准和 IEC 标准的规定, 球隙可用作测量交流电压的峰值, 而且被称作标准测量装置, 因为它是不需要其他测量方法校准的唯一的直接测量高电压的工具。

球隙放电测量电压是以稍不均匀电场中空气击穿的规律为基础的。在球隙距离小于球半径时, 球间电场为稍不均匀电场, 放电电压有很好的稳定性; 若间隙距离大于球的半径时, 由于间隙中场的均匀程度降低, 放电的分散性增加, 此时球隙放电特性不再能作为测量依据。

球的直径随被测电压的增高而变大。GB/T 311.6—2005《高电压测量标准空气间隙》规定了标准的球径 (cm) 系列为 2.5, 6.25, 10, 12.5, 15, 25, 50, 75, 100, 150, 200。此外, 对球体及其安装也有严格的要求。

球隙测量交流电压峰值的不确定度为 3.0%。

用球隙测量交流电压时, 应串联电阻以保护球隙避免烧

伤球面。图 6.4-1 所示的球隙保护电阻也可阻尼放电引起的过电压。球隙保护电阻的阻值一般取 $100 \sim 1000 \text{k}\Omega$ ，电压高、球径大时取较大值。

使用球隙进行交流高电压峰值测量的布置方法有两种，见图 6.4-15。直径小于 25cm 的用水平布置，大于 25cm 的用垂直布置方式。

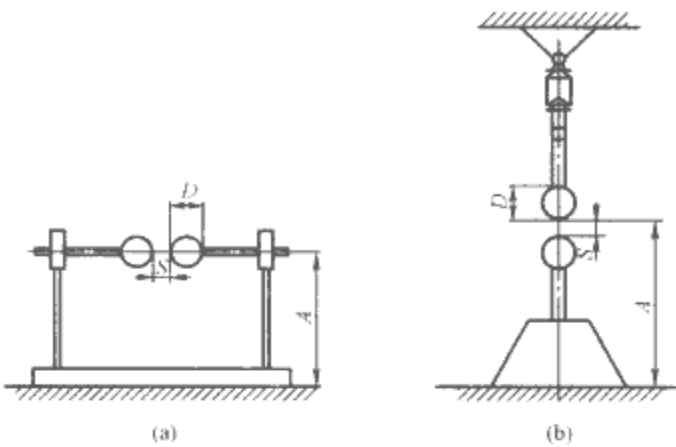


图 6.4-15 测量用球隙布置示意图
(a) 水平方式；(b) 垂直方式

当用球隙测量电压时，由于测量球隙必须每次放电，非常不方便，所以球隙主要用作对分压器测量系统的校准和试验时的保护。

由于大气条件对球隙放电电压有影响，所以必须进行大气条件校正。球隙放电电压表所列的放电电压值是在规定的标准大气条件下的值。所谓标准大气条件是指温度 $t_0 = 20^\circ\text{C}$ ，气体压力 $p_0 = 101.3 \text{kPa}$ 。而获得表列电压值时的绝对湿度为 $5 \sim 12 \text{g/m}^3$ （平均 8.5g/m^3 ）。大气条件校正包括大气密度校正和湿度校正两部分。实际试验时的放电电压应为

$$U = \delta k U_0 \quad (6.4-6)$$

式中： U 为球隙在实际试验条件下的放电电压值； U_0 为球隙在标准大气条件下的放电电压值； δ 为大气密度校正因数； k 为湿度校正因数。

大气密度校正因数为

$$\delta = \frac{p}{p_0} \frac{273 + t_0}{273 + t} \quad (6.4-7)$$

式中： p 为试验时大气压力， kPa ； t 为试验时室温， $^\circ\text{C}$ 。

湿度校正因数为

$$k = 1 + 0.002(h/\delta - 8.5) \quad (6.4-8)$$

式中： h 为试验条件时的绝对湿度， g/m^3 ； δ 为试验条件时的相对密度。

当空气相对湿度大于 90% 时，球表面可能凝聚水珠，会使放电电压显著降低，分散性增大，因此当空气相对湿度在 90% 附近时，不要用球隙测量电压。

2 冲击电压的产生及测量

2.1 冲击电压的产生

2.1.1 冲击电压概述

所谓冲击电压，是指电压快速上升到峰值后又缓慢下降的一种暂态电压。在电力设备试验时使用的冲击电压主要有雷电冲击电压和操作冲击电压，雷电冲击电压的波前时间小于 $20 \mu\text{s}$ ，操作冲击电压的峰值时间大于 $20 \mu\text{s}$ 。雷电冲击电压又可分为全波雷电冲击、波前截断雷电冲击和波

尾截断雷电冲击。波前截断雷电冲击电压是全波雷电冲击电压在上升沿被截断而形成，波尾截断雷电冲击电压是全波雷电冲击电压在峰值以后被截断而形成的雷电截断波。它们的波形及其参数定义分别见图 6.4-16、图 6.4-17。雷电冲击全波波形用其波前时间 T_1 、半峰值时间 T_2 来定义，波前截断雷电冲击波的波形用截断时间 T_c 定义，波尾截断雷电冲击波的波形用波前时间 T_1 和截断时间 T_c 定义。波前时间 $T_1 = 1.2 \mu\text{s}$ 、半峰值时间 $T_2 = 50 \mu\text{s}$ 的全波雷电冲击称为标准全波雷电冲击，它是 IEC 和中国国家标准规定的。波前时间的允许偏差为 $\pm 30\%$ ，半峰值时间 T_2 的允许偏差为 $\pm 20\%$ 。标准雷电截断冲击的截断时间 $T_c = 2 \sim 5 \mu\text{s}$ ，属波尾截断波。波前截断雷电冲击波的截断时间 $T_c = 0.5 \sim 2.0 \mu\text{s}$ 。图 6.4-18 所示为操作冲击电压波形及定义，其中 T_p 为峰值时间， T_2 为半峰值时间， T_d 为 90% 以上峰值持续时间。标准操作冲击的峰值时间 $T_p = 250 \pm 20 \mu\text{s}$ ，半峰值时间 $T_2 = 2500 \pm 60 \mu\text{s}$ 。冲击电压试验一般采用标准冲击电压波形，但在特殊场合或为了特殊目的，要求产生非标准的波形，如陡波冲击电压、线性上升波前截断冲击（见图 6.4-19）以及各种振荡或非振荡操作冲击电压等。标准全波雷电冲击和标准操作冲击的波形基本上是一双指数波。在实验室，冲击电压主要由冲击电压发生器产生。世界上最高的冲击电压发生器的名义电压已达到 10MV 。

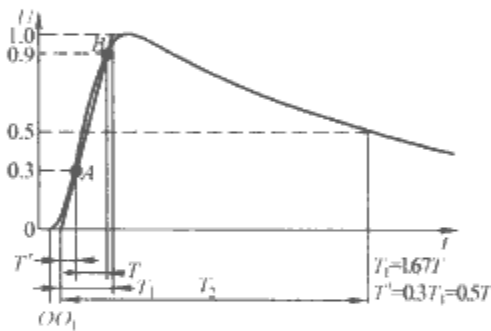


图 6.4-16 雷电冲击全波及其参数定义

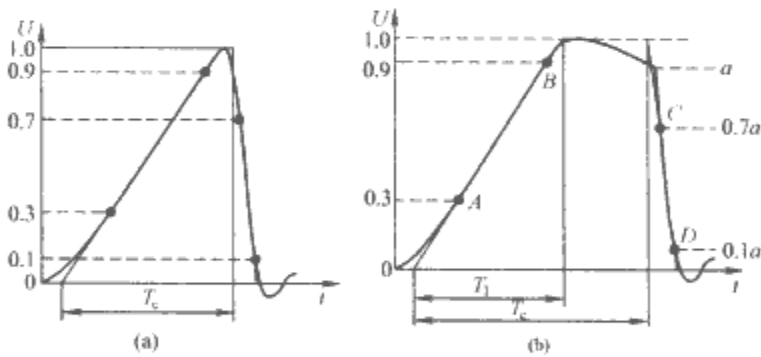


图 6.4-17 雷电截波及其参数定义
(a) 波前截断雷电波；(b) 波尾截断雷电波

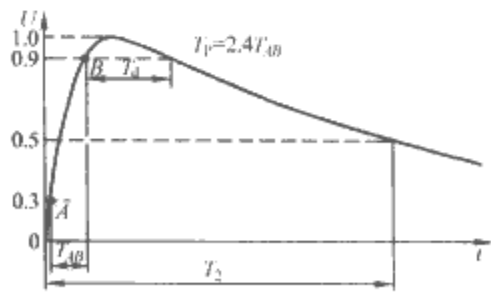


图 6.4-18 操作冲击电压波及其参数定义

2.1.2 产生冲击电压的基本原理

标准全波雷电冲击和标准操作冲击的波形基本上是一个双指数函数脉冲波。最常用的产生这类波的基本回路如图

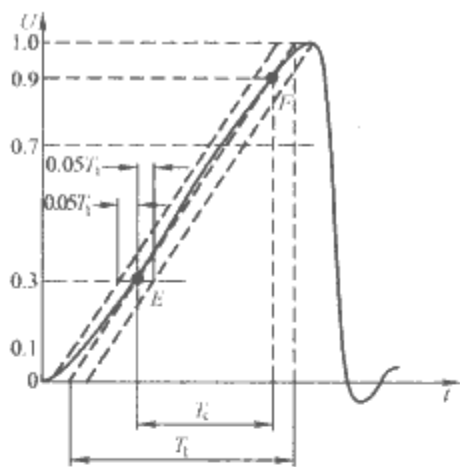


图 6.4-19 线性上升波前截断波

6.4-20 所示。其中 C_1 为储能电容； C_2 为调波电容及试品电容等电容的总和；电阻 R 为调波电阻网络； L 为调波电感或回路残余电感； G 为隔离点火间隙。电容器充电后，通过隔离间隙的点火放电，回路被接通，储能电容 C_1 将向回路放电，它们产生的都是双指数波。图 6.4-20 中 C_2 或 R 上的电

压表达式为

$$e(t) = \eta a U_0 [\exp(-\alpha_1 t) - \exp(-\alpha_2 t)] / \sqrt{a^2 - 1} \tag{6.4-9}$$

式中： $\alpha_1 = (a - \sqrt{a^2 - 1})/\theta$ ； $\alpha_2 = (a + \sqrt{a^2 - 1})/\theta$ 。
根据图 6.4-20 所示回路及参数的不同，可给出如表 6.4-1 所列的参数计算公式。

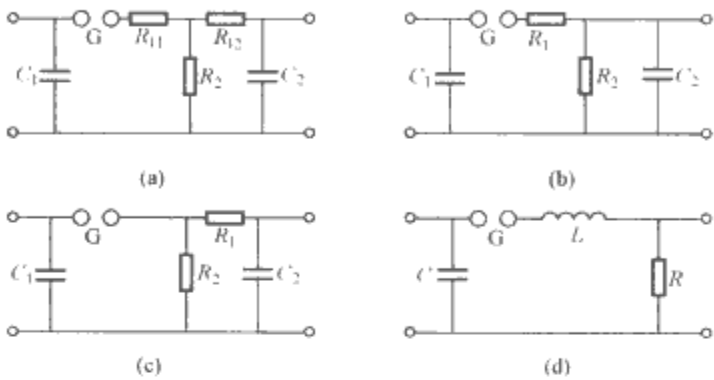


图 6.4-20 几种冲击电压发生电路
(a) 电路一；(b) 电路二；(c) 电路三；(d) 电路四

表 6.4-1 表达式 (6.4-9) 中各参数的值

| 参数 | 图 6.4-20(a) | 图 6.4-20(b) | 图 6.4-20(c) | 图 6.4-20(d) |
|----------|--|---|---|-----------------|
| θ | $\sqrt{C_1 C_2 (R_{11} R_2 + R_2 R_{12} + R_{11} R_{22})}$ | $\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}$ | $\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}$ | \sqrt{LC} |
| η | $\frac{1}{1 + R_{11}/R_2 + C_2/C_1 (1 + R_{12}/R_2)}$ | $\frac{1}{1 + C_2/C_1 + R_1/R_2}$ | $\frac{1}{1 + C_2/C_1 (1 + R_1/R_2)}$ | |
| a | $R_2 C_1 / (2\theta\eta)$ | $R_2 C_1 / (2\theta\eta)$ | $R_2 C_1 / (2\theta\eta)$ | $2R \sqrt{C/L}$ |
| X | | $(1 + C_1/C_2)/a^2$ | $(1 + C_2/C_1)/a^2$ | |
| R_1 | | $a\theta(1 - \sqrt{1-X})/C_1$ | $a\theta(1 - \sqrt{1-X})/C_2$ | θ^2/C_1 |
| R_2 | | $\frac{a\theta(1 + \sqrt{1-X})}{C_1 + C_2}$ | $\frac{a\theta(1 + \sqrt{1-X})}{C_1 + C_2}$ | $2a\theta/C_1$ |

2.1.3 多级冲击电压发生器

要想利用上述的冲击电压发生电路获得几百千伏及以上的冲击电压是有困难的，也是不经济的。改进的办法是采用多级回路，使多级电容器在并联条件下充电，然后设法将各级电容器在瞬间串联起来放电，从而获得很高的冲击电压，如图 6.4-21 所示。这种电路是 1923 年由 Marx 提出的，从那时以来，进行了各种改进，但其基本的原理未变。适当选择放电回路中各元件的参数，即可获得所需的冲击波形。

多级冲击电压发生器的基本电路如图 6.4-21 所示（以三级为例）。先由变压器 T 经整流元件 V 和充电电阻 R_{ch} 使并联的各级主电容 C_1 、 C_2 、 C_3 充电。到达稳态时，点 1、3、5 的对地电位为零，点 2、4、6 的对地电位为 $-U_0$ 。充电电阻 $R_{ch} \gg$ 波尾电阻 $R_2 \gg$ 阻尼电阻 R_{g2} 、 R_{g3} 。各级球隙 $G1 \sim G4$ 的击穿电压调整到稍大于 U_0 。充电完成后，使间隙 $G1$ 触发击穿（触发点火装置见后述），此时点 2 的电位

由 $-U_0$ 突然升到零；主电容 C_1 经 $G1$ 和 R_{ch1} 放电；由于 R_{ch1} 的阻值很大，故放电进行得很慢，且几乎全部电压都降落在 R_{ch1} 上，使点 1 的对地电位上升到 $+U_0$ 。当点 2 的电位突然升到零时，经 R_{ch4} 也会对 C_{p4} 充电，但因 R_{ch4} 的值很大，在极短时间内，经 C_{ch4} 对 C_{p4} 充电效应是很小的，点 4 的电位仍接近为 $-U_0$ ，于是间隙 $G2$ 上的电位差就接近达 $2U_0$ ，促使 $G2$ 击穿。接着主电容 C_1 通过串联电路 $G1-C_1-R_{g2}-G2$ 对 C_{p4} 充电；同时又串联 C_2 后对 C_{p3} 充电；由于 C_{p4} 、 C_{p3} 的充电几乎是立即完成的，点 4 的电位立即升到 $+U_0$ ，而点 3 的电位立即升到 $+2U_0$ ；与此同时，点 6 的电位却由于 R_{ch6} 和 R_{ch5} 的阻隔，仍接近维持在原电位 $-U_0$ ；于是间隙 $G3$ 的电位差就接近达 $+3U_0$ ，促使 $G3$ 击穿；接着主电容 C_1 、 C_2 串联后经 $G1$ 、 $G2$ 、 $G3$ 电路对 C_{p6} 充电；再串联 C_3 后对 C_{p5} 充电；由于 C_{p6} 、 C_{p5} 极小， R_{g2} 、 R_{g3} 也很小，故可以认为 C_{p6} 和 C_{p5} 的充电几乎是立即完成的；也即可以认为 $G3$ 击穿后，点 6 的电位立即升到 $+2U_0$ ，点 5 的电位立即升到 $+3U_0$ 。P 点的电位显然未变，仍为零。于是间隙 $G4$ 上的电位差接近达 $+3U_0$ ，促使 $G4$ 击穿。这样各级电容 $C_1 \sim C_3$ 就被串联起来，并经各级阻尼电阻 R_g 和 R_1 对负荷电容 C_r 充电，形成冲击电压波的波前。

与此同时，也存在各级主电容经充电电阻 R_{ch} 、阻尼电阻 R_g 和中间球隙 G 的内部放电。由于 R_{ch} 的值足够大，这种内部放电的速度比主放电的速度慢得多，因而可以认为对主放电没有明显的影响。

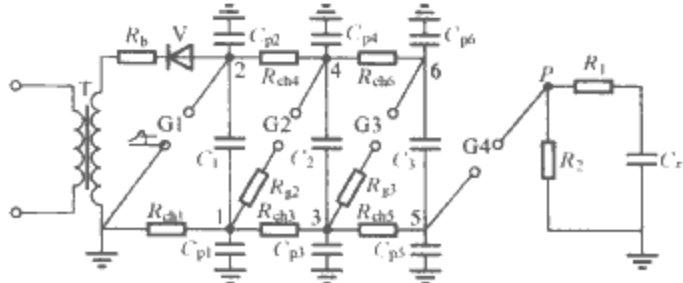


图 6.4-21 多级冲击电压发生器的基本电路

中间球隙击穿后,主电容对相应各点杂散电容 C_p 充电的回路中总存在某些寄生电感,这些杂散电容的值又极小,这就可能引起一些局部振荡。这些局部振荡将叠加到总的输出电压波形上去。欲消除这些局部振荡,就应在各级放电回路中串入阻尼电阻 R_d 以阻尼振荡。主放电回路也应保证不产生振荡。

冲击电压发生器在正常点火后的放电等效电路如图 6.4-22 所示。等效电路中的参数与发生器回路中的参数的关系为: $U_1 = 3U$, $R_d = R_{g2} + R_{g3}$, $C_2 = C_x$ 。

应用最多的点火触发方法是采用三电极球间隙,图 6.4-23 所示是这种点火球隙的示意图。调节主间隙的击穿电压使略大于电容器的充电电压,在下球针极上施加一点火脉冲,其极性与上球充电电压极性相反,此脉冲不仅增强了主间隙的电场强度,而且使针极与球极之间击穿燃弧,有效地触发全间隙击穿。

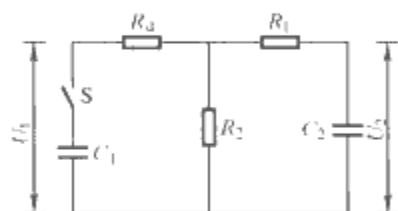


图 6.4-22 冲击电压发生器的放电等效电路图

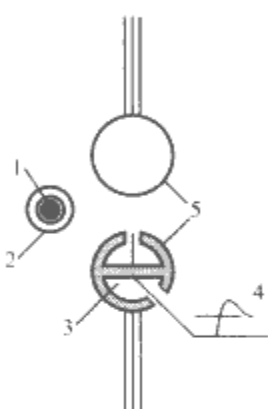


图 6.4-23 点火球隙示意图
1—点火针; 2—瓷管或玻璃管;
3—绝缘支撑; 4—点火脉冲;
5—点火球

2.1.4 几种冲击电压的产生

2.1.4.1 雷电冲击电压

参照图 6.4-22,为了得到标准雷电波,可按以下简化公式计算波头、波尾电阻值。具体计算公式如下:

波头时间 $T_1 = 1.2\mu s$,忽略电感影响时,为

$$T_1 = 3.24(R_d + R_1)C_1C_2/(C_1 + C_2) \quad (6.4-10)$$

电感不可忽略时,为

$$T_1 = 2.7(R_d + R_1)C_1C_2/(C_1 + C_2) \quad (6.4-11)$$

波尾时间 $T_2 = 50\mu s$,计算公式为

$$T_2 = 0.7(C_1 + C_2)(R_d + R_2) \quad (6.4-12)$$

冲击电压发生器效率的简化计算公式为

$$\eta = C_1R_d/[(C_1 + C_2)(R_d + R_2)] \quad (6.4-13)$$

对于冲击电压发生器的实际效率,还应考虑充电回路的效率及波形本身的波形系数,一般波形系数可取 0.945。

2.1.4.2 操作冲击电压

冲击电压发生器可产生雷电波,加大波头、波尾电阻到合适的值,就可以得到标准所规定的操作波。在进行操作波回路参数的计算时,需要注意:一是要考虑充电电阻对波形的影响;二是由于其波形定义与解析的双指数波定义完全一致,因而可按照发生器等效电路的解析解进行波形参数的求取。

2.1.4.3 截断波冲击电压

与被试品并联一个放电间隙,通过间隙放电,使得冲击电压被截断,可产生截断波冲击电压。放电间隙可采用棒间

隙,但由于间隙放电分散性大,截断时间很难保持一定,所以常常采用图 6.4-24 所示的有触发极的多球截断间隙。

随着截断电压的提高,通过改变截断间隙的球径以及间隙的串接级数,可保证截断时间的分散性小于 $0.1\mu s$ 。

2.1.4.4 陡波前冲击电压

绝缘配合、雷害防护以及绝缘击穿现象的研究等常常采用陡波前冲击电压,图 6.4-25 所示为其发生装置的等效电路。利用冲击电压发生器对电容器 C_1 充电,然后电容器 C_1 上的电荷通过间隙 G_2 放电,可得陡波前冲击电压 u_d 。电压的波头时间决定于 C_1 - G_2 - R_2 电路尺寸以及放电间隙 G_2 的火花形成时间。将电路封入高压 SF_6 气体中,可减小电路尺寸、提高间隙 G_2 的放电电压和速度,从而获得幅

值为 $100 \sim 1000kV$ 、波头时间为 $0.02 \sim 0.1\mu s$ 的陡波前冲击电压。

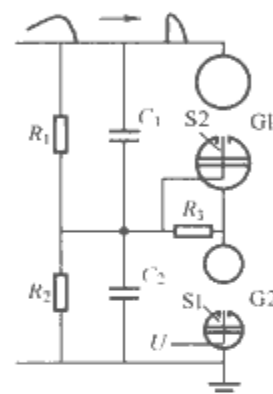


图 6.4-24 产生截断波电路

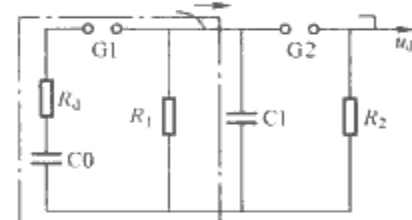


图 6.4-25 陡波冲击电压发生电路

2.2 冲击电压的测量

2.2.1 冲击电压测量概述

冲击电压测量系统由以下几部分组成:

电压转换装置:它将待测的幅值高达数兆伏的冲击电压信号转换为通常 $2000V$ 以下的信号,转换装置的最常见形式即分压器。

信号传输系统:它的任务是将电压转换装置转换后的信号传输给记录与显示仪器。信号在传输前后有可能被处理或变换形式,如将转换装置输出的低压信号转换为光信号后进行光纤传输,在传输末端又将光信号转换回电信号。最常用、最简单的传输系统是射频同轴电缆。

指示、记录、显示及测量仪器、仪表:它们是将传输系统传输来的信号进行指示、记录、显示及测量的仪器或仪表。最常用的仪器是示波器和峰值电压表。

此外,在高电压测量系统中不可或缺的组成部分还有:

高压引线:它将试品首端的电压引至转换装置(如果需要的话)。通常高压引线的长度取试品高度的 $1 \sim 1.5$ 倍以上,以保证将相互的影响控制在可忽略的范围内。高压引线还应有一定的曲率半径以减小电晕等非线性影响。

接地引线:接地引线是冲击电压测量系统的重要组成部分,通常由一定宽度的薄铜箔制成,以减少其电感。

标准 GB 16927.2—1997《高电压试验技术 第二部分:测量系统》规定的对认可的冲击电压测量系统的要求是:

(1)标准全波雷电冲击、标准雷电截波冲击及标准操作冲击的幅值测量总不确定度应小于 3% 。

(2)波前截断雷电冲击的幅值的测量总不确定度应小于 5% 。

(3)冲击波形时间参数(波前时间、峰值时间、半峰值时间、截断时间等)测量的总不确定度应小于 10% 。

实验室使用如下几种方法进行冲击电压的测量:

(1) 球隙法：仅能对冲击电压的峰值进行测量，但正如在交流测量时一样，它也是唯一能直接测量冲击高电压的装置，因而被称为标准测量装置。

(2) 分压器-峰值电压表：只能测峰值，不能测波形。事先应验证波形合乎标准，一般用于重复测量时。

(3) 分压器-示波器：可同时测量冲击电压的峰值及波形。在采用数字式示波器或数字暂态记录仪时，可进行计算机辅助测量和存储。微分积分装置也属这种类型。

(4) 瞬态电场仪：三维瞬态电场探头与示波器或记录仪器结合可进行冲击电压测量。

2.2.2 球隙测量冲击电压峰值

国家标准 GB 311.6—2005 指出，球隙可进行全波雷电冲击电压和操作冲击电压峰值的测量。在规定条件下使用并做大气条件修正后，其不确定度为 3%，满足前述冲击电压幅值测量的要求。对冲击电压而言，球隙的放电基本呈正态概率分布，标准球隙放电电压表给出的是放电概率为 50% 的冲击放电电压峰值，我们称这一电压值为该球距下的 50% 放电电压值。测量冲击电压的峰值也就是用球隙的 50% 放电电压来进行的。球隙的 50% 冲击放电电压和交流稳态放电电压差别不大，这是因为球隙是一种稍不均匀电场的缘故。

在利用球隙测量冲击电压时，应注意下列问题：

(1) 在球隙距离小于 12.5cm 或放电电压低于 50kV 时，应对球隙进行照射。

(2) 利用球隙测量冲击电压时，串联的球隙保护电阻的残余电感应小于 30μH，电阻值应不大于 500Ω。

(3) 球隙的冲击电压放电有极性效应，负极性冲击、直流和交流电压合用一只放电电压表，而正极性冲击在另一表中。

确定 50% 放电电压的方法有多级法和升降法两种：

(1) 多级法：以预期的 50% 放电电压的约 1% 作为电压级差，分级施加冲击电压，每级至少施加电压 10 次，取 5 级。要求在最低一级电压时的放电次数近于零，而在最高一级电压时，近于全部放电。求出每级电压下的放电次数与施加次数之比 Q （即放电频率）后，将其按电压值标于正态概率纸上，给出拟合直线 $Q = f(U)$ ，在此直线上对应于 $Q = 0.5$ 的电压值即为 50% 放电电压。

(2) 升降法：估计 50% 放电电压的预期值 U_i ，取 U_i 的 1% 为电压增量 ΔU ，先施加冲击电压 U_i 一次，如未引起放电，则下次施加电压应为 $U_i + \Delta U$ ；如 U_i 已引起放电，则下次施加电压应为 $U_i - \Delta U$ 。以后的加压都按下述规律：凡上次加压已引起放电，则下次加压比上次电压低 ΔU ；凡上次加压未引起放电，则下次加压比上次电压高 ΔU 。这样反复加压 20~40 次，分别计算出各级电压 U_i 下的加压次数 n_i ，按式 (6.4-14) 求出 50% 放电电压，即

$$U_{50\%} = \sum U_i n_i / \sum n_i \quad (6.4-14)$$

对球隙测量的冲击电压进行大气条件修正的方法与交流时相同。

2.2.3 冲击电压分压器

最常用的冲击电压分压器有电阻分压器、电容分压器、阻容串联分压器、阻容并联分压器和微分积分系统。国家标准 GB 16927.2—1997 规定，分压器的分压比应稳定，其不确定度应小于 1%。分压器的分压比通常可采用以下三种方法获得：

(1) 对分压器的输入、输出电压进行同时测量后获得。

(2) 利用电桥平衡的方法获得。

(3) 对分压器的阻抗进行测量后计算获得。

2.2.3.1 电阻分压器

电阻分压器的高、低压臂均由电阻构成，高压臂电阻通常由电阻丝以无感绕法绕制而成，常用的电阻丝有康铜丝、锰铜丝、镍铬丝等，阻值通常在 2~20kΩ 范围内，空气中的平均沿面梯度电压一般取 3~4kV/cm，在变压器油中时取 20~24kV/cm。低压臂电阻通常由多个金属膜、金属氧化膜或其他膜式电阻器作鼠笼式并联而成。影响电阻分压器稳态性能的主要因素有电阻的温度系数、长期稳定性、短时稳定性、电压系数以及使用时的环境因素等。影响其动态性能的最主要因素是高压臂的对地杂散电容，高低压臂的残余电感也会对动态特性构成影响，特别是在待测电压较陡时。此外，各种非线性因素，如电晕等，也是影响分压器性能的应注意的因素。用电阻分压器组成测量系统时，测量电缆的首末端要进行匹配以减小或消除波在电缆中的折反射而形成的波形畸变。设计匹配时必须考虑分压器测量系统在波的高频及低频时分压的一致性。图 6.4-26 (b) 是一种仅在电缆末端匹配时的测量回路图，其中 Z 为电缆波阻抗， R 为电缆匹配电阻。这时分压器的分压比在波的高频部分为 $(R_1 + R_2 // Z) / (R_2 // Z)$ ，而在阶跃波的低频（直流）时为 $(R_1 + R_2 // R) / (R_2 // R)$ ，两者是相等的，保证了电阻分压器对高频及低频（直流）分压的一致性。总之，分压器及组成的测量系统应有稳定的分压特性和良好的幅频特性或阶跃波响应特性，有关的试验及其评价方法见 GB 16927.2—1997。

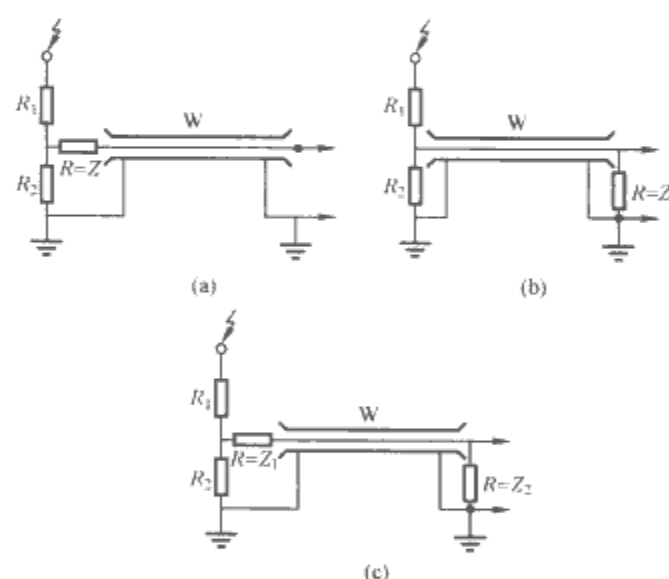


图 6.4-26 电阻分压器测量回路

(a) 首端匹配；(b) 末端匹配；(c) 首末端均匹配

电阻型冲击分压器主要用于 2MV 以下的雷电冲击、截断冲击、陡波冲击等的测量。

2.2.3.2 电容分压器

测量冲击高电压的电容分压器的主要形式为分布式电容分压器，与测量交流高电压时的电容分压器在原理及结构上是一样的，不同的是在元件耐受电压形式和屏蔽场强的选取上。高压臂通常采用多台油纸绝缘脉冲型电容器串联组成，电容量在 300~500pF 间。要求电容器的残余电感应尽可能小，电容量的频率、温度、电压稳定性应控制在一定范围内。像测量交流电压一样，电容分压器高压臂的对地杂散电容仅对分压器分压比有影响，会引起负的幅值测量误差，但不会引起波形畸变。由此可见，如果仅仅从分压器本体来看，电容分压器要比电阻分压器好。但是，如果考虑到分压器本体不可避免地存在有残余电感以及组成分压器测量系统

有高压引线电感的作用时,冲击电压作用下分压器测量系统会产生寄生的振荡,从而使输出波形发生畸变。因而纯电容分压器并不适合用于雷电冲击、截波冲击、陡波冲击等的测量,而仅适用于操作冲击等缓慢变化电压的测量。为了改善电容分压器的动态特性,人们对电容分压器进行了改进,研究出了阻容串联型的分压器。

电容分压器的低压臂通常由多个电容器作鼠笼式并联而成,常用的有云母电容器、聚丙烯电容器等高频性能、频率稳定性、温度稳定性、电压稳定性优良的电容器件。

使用电容分压器构成测量系统时,也应进行传输电缆匹配的设计,图 6.4-27 所示为在电缆首端进行匹配时的测量回路图。

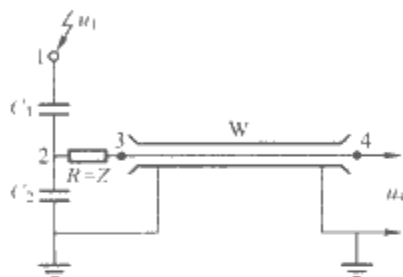


图 6.4-27 电容分压器测量回路

2.2.3.3 阻容串联分压器

阻容串联分压器是为改善电容分压器的高频性能而研制的,它通过在电容器内部分布式地串入电阻以阻尼分压器高压臂本体内部的、高压引线与分压器入口电容间的以及高压引线首末端间的振荡,而改善分压器测量系统的高频性能。如果以最佳阻尼分压器高压臂本体内部的振荡为原则进行电阻的选择,则属于高阻尼或最佳阻尼阻容串联分压器,这时的阻尼电阻在 $400 \sim 1200 \Omega$ 间,视具体的分压器参数而定;如果兼顾以上几种振荡的阻尼,则电阻在 $50 \sim 250 \Omega$ 间。由于串联电阻较小,它也被称为低阻尼阻容串联分压器。由于最佳阻尼阻容串联分压器的串联电阻阻值较大,会明显改变冲击电压发生器的输出,因而它不适合兼作发生器的调波电容,而仅用作测量装置。低阻尼阻容串联分压器既可用作测量装置又可用作调波电容,因而被广泛使用,是现代高电压实验室中冲击电压测量的主要设备。它可用作从陡波、截波、雷电全波到操作波的所有冲击电压的测量,设计适当时,还可用于交流电压的测量。

图 6.4-28 (a) 是阻容串联分压器的示意图,在构成分压器测量系统时,传输电缆也应进行匹配设计。

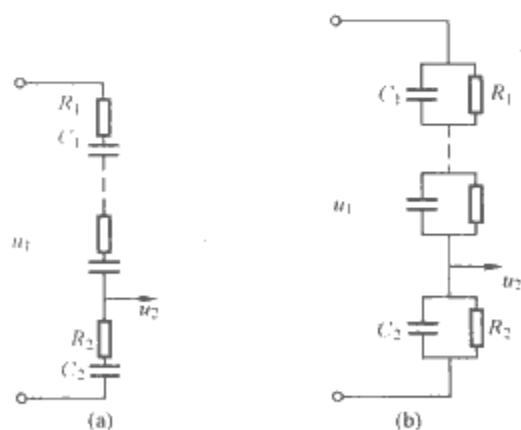


图 6.4-28 阻容分压器

(a) 阻容串联分压器; (b) 阻容并联分压器

2.2.3.4 阻容并联分压器

阻容并联分压器分为两类,以改善电容分压器的低频性能为目的的和以改善电阻分压器高频性能为目的的。在用电

容分压器测量含有较多低频分量的冲击电压时,如叠加直流的冲击电压,由于电容器绝缘泄漏电阻的作用,对直流电压的分压将不取决于电容而与泄漏电阻有关,因此造成波形畸变。为此在电容器上并联比泄漏电阻小 $1 \sim 2$ 个数量级的电阻就可改善这点。而在用电阻分压器测量陡波等高频分量丰富的冲击电压时,通过在电阻上并联电容就可改善其对高频信号的传递能力。如在图 6.4-28 (b) 中,若使 $R_1 C_1 = R_2 C_2$ (R_1 为高压臂总电阻, C_1 为高压臂不同部位并联电容后形成的总电容),则可使分压器对高频、低频的分压能力相同,为此在高压臂电阻的不同部位并联不同大小的电容就是必需的。

对上述两种阻容并联分压器,构成测量系统时也应进行传输电缆的匹配设计。

2.2.3.5 微分积分测量系统

微分积分 (D/I) 测量系统是对信号相继进行微分和积分,以形成分压,用以测量雷电冲击电压或极快速瞬态电压。它的测量回路如图 6.4-29 所示。其中 C_w 为微分环节电容器,可采用高压标准电容器或其他气体介质的耦合电容,有时采用脉冲型油纸绝缘电容器; R_w 为微分环节电阻,兼作同轴电缆的匹配电阻,阻值常为 50Ω 或 75Ω 。后面的积分环节可用无源或有源积分器、无源及有源混合积分器对微分信号进行复原。

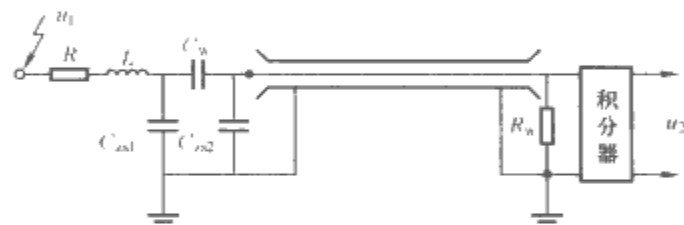


图 6.4-29 D/I 测量系统电路图

图 6.4-29 中 R 表示有时加入的阻尼电阻,用来阻尼因回路杂散电感 L 与 C_w 引起的高频振荡。 C_{w1} 和 C_{w2} 分别代表 C_w 的高低电压极板对地的杂散电容。

3 直流高压的产生及测量

3.1 直流高压的产生

3.1.1 直流高压概述

实验室产生直流高压的最常用的方法就是由交流试验变压器和整流装置的组合产生,另外还可通过静电方式产生。直流电压的特性由其极性、算术平均值、脉动系数等表示。用于绝缘试验的直流高压电源在提供负载电流时,要求其纹波电压小于 3% ,而用于 X 光机、高速摄影、应用物理等的直流电源的稳定度及脉动系数要求更小。

3.1.2 静电发生器

最常用的静电发生器的结构是 1931 年由冯·德·格拉夫提出的带状静电发生器,其工作原理可用图 6.4-30 加以说明。

在图 6.4-30 中一套针板放电电极装置将周围气体电离,在形成的载流子飞向对应电极的途中被绝缘带捕获,载有载流子的绝缘带由驱动装置驱动向上运动,在高压端有一类似的装置用来使绝缘带放电,将电荷转移给高压电极。电荷的积聚可在高压电极上产生非常高的电位,电压可在 10 MV 以上,但其输出电流仅为毫安级。作为电荷的载体,也可用高绝缘性能的液体或微粒状固体材料代替绝缘带。冯·德·格拉夫静电发生器的主要优点是其无纹波。

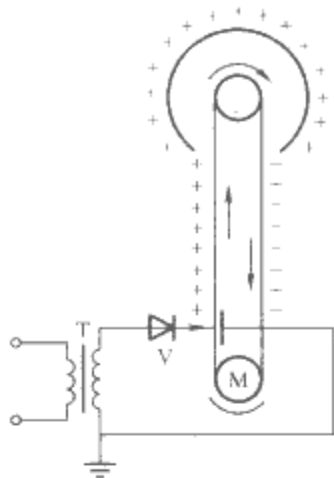


图 6.4-30 冯·德·格拉夫的
带状静电发生器

3.1.3 几种基本整流电路

最简单的整流电路是半波整流电路，如图 6.4-31 所示。

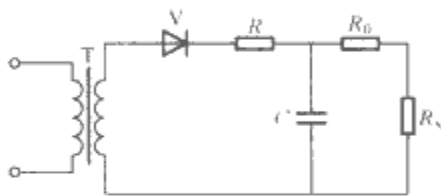


图 6.4-31 半波整流电路图

为获得更高的输出电压和输出电流，可采用倍压整流电路和全波、桥式整流电路。常用的几种倍压整流电路如图 6.4-32 所示。图 6.4-32 (a) 和图 6.4-32 (b) 电路空载时可获得 2 倍于变压器输出电压峰值的直流电压，而图 6.4-32 (c) 电路可获得 3 倍的直流电压。

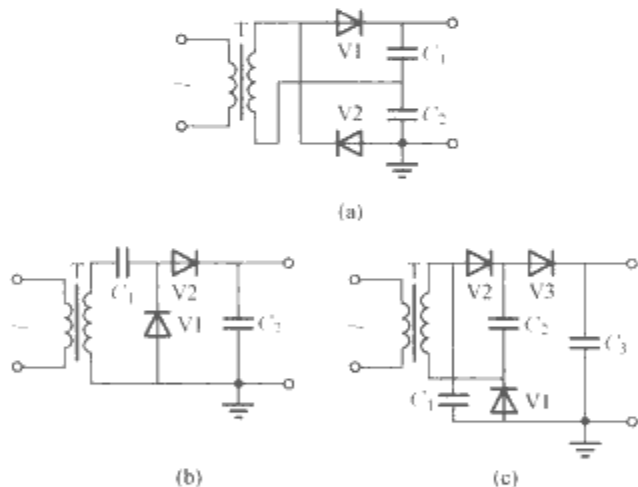


图 6.4-32 几种倍压回路

(a) 倍加电路；(b) 二倍压电路；(c) 三倍压电路

3.1.4 串级直流高压发生器

利用图 6.4-32 (b) 的二倍压电路为基本单元，多级串联起来即可组成最常用的串接直流高压发生器，其原理如图 6.4-33 (a) 所示。这种装置也称 Cockcroft-Walton 直流发生器，是以其发明者的名字命名的。在实际装置中，由于要限制负载突然击穿时出现的短路电流和电容器击穿时流过高压硅堆的电流，还在装置输出端接一外接保护电阻 R_0 ，在每一高压硅堆上串接限流电阻 R_1 ，如图 6.4-33 (b) 所示。

在图 6.4-33 中，假设串级装置的级数为 n ，交流电源变压器输出电压的最大值为 U_m ，左柱电容器及右柱电容器的电容量均等于 C ，则可推出串级直流高压发生器的脉动电压为

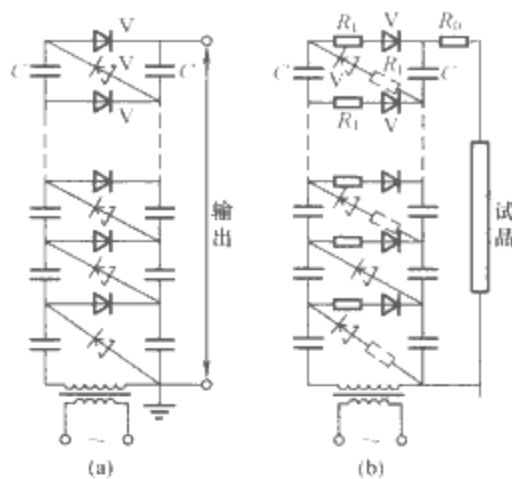


图 6.4-33 串级直流高压发生器
(a) 原理图；(b) 实际接线图

$$\delta U = n(n+1)I_d/(4fC) \quad (6.4-15)$$

脉动系数为

$$S = \delta U/U_d = n(n+1)I_d/(4fCU_d) \quad (6.4-16)$$

最大输出电压平均值为

$$U_d = 2nU_m - I_d(4n^3 + 3n^2 + 2n)/(6fC) \quad (6.4-17)$$

式中： I_d 为装置的平均输出电流，A； f 为交流电源的频率，Hz。

式(6.4-17)中 $\Delta U = I_d(4n^3 + 3n^2 + 2n)/(6fC)$ ，称为平均电压降落。

从式 (6.4-17) 可知，当取合适的串级数时，可以得到所期望的直流高电压。但是，脉动电压和脉动系数近似地与级数的平方成正比，电压降落近似地与级数的三次方成正比。对于一定的输出电流 I_d 、电容 C 和电源频率 f ，电压脉动系数和平均电压降落随串级数的增加而迅速增加，因此应限制级数 n 在一个最大级数以下，在此级数时，最大输出电压平均值的生长接近零。这一级数称为临界级数。

从式 (6.4-16) 可以知道，减小电压脉动系数可通过提高每级电容器的工作电压以减小串级数 n ，增加每级电容器的电容量 C ，或提高供电电源频率 f 实现。增加电源频率还可减小串级发生装置的体积及质量，达到便携或小型化的目的。

3.2 直流高压的测量

IEC 和我国国家标准规定，在测量直流电压的算术平均值、有效值和最大值时，其测量不确定度应小于 3%；而测量脉动幅值时其测量不确定度应小于实际脉动幅值的 10%。常用的测量方法有以下 5 种。

3.2.1 利用标准棒-棒间隙进行测量

国家标准 GB/T 16927.1—1997 规定标准的棒-棒间隙的典型布置有垂直布置和水平布置两种，棒电极以钢或黄铜制造，截面为 15mm×25mm 的长方形，且两根电极必须布置在一条轴线上。标准大气条件下的正、负极性直流放电电压为

$$U_p = 2 + 0.534d \quad (6.4-18)$$

式中： U_p 为直流放电电压，kV； d 为间隙距离，mm。

式 (6.4-18) 的适用范围为：250mm≤ d ≤2500mm，绝对湿度 1~13g/m³。

实际放电电压必须进行大气条件校正，湿度校正因数

k 为

$$k = 1 + 0.014(h/\delta - 11) \tag{6.4-19}$$

式中： h 为试验时的绝对湿度； δ 为试验时的空气相对密度。

式 (6.4-19) 的适用范围为 $1 \sim 13\text{g/m}^3$ 。

气体密度的校正见本章交流测量用球间隙一节。

在上述条件下棒-棒间隙测量的不确定度小于 3%，可以用来校核要认可的测量装置。像球间隙一样，棒-棒间隙也是直流高电压测量的标准测量装置。

3.2.2 静电电压表

当直流电压的脉动系数不大于 20% 时（实际上直流高压设备的脉动系数应 $\leq 3\%$ ），可以认为有效值和平均值相等，即认为静电电压表所测得的值即为直流电压的平均值。其测量不确定度比球隙高，一般在 1%~2.5%。

3.2.3 电阻分压器和高值电阻串联微（毫）安表

用来测量直流高压的电阻分压器和高值电阻串联微安表的原理接线分别见图 6.4-34 (a) 和图 6.4-34 (b)。在图 6.4-34 (a) 中，跨接在低压臂电阻 R_2 上的电压表必须是高内阻的表计，例如静电电压表或数字电压表。图 6.4-34 (a) 通过测量已知的高值电阻中流过的电流值来获得所测电压。

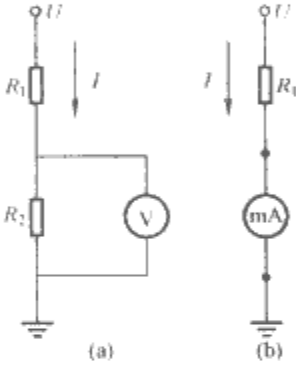


图 6.4-34 两种广泛采用的测量直流高压的方法
(a) 直流电阻分压器；(b) 高值电阻串联微（毫）安表

在无论哪种方式中， R_1 的阻值不能太小，否则直流高压设备供给的电流 I 会太大，电源无法满足，更重要的是 R_1 本身的热损耗会太大，以致 R_1 的阻值会由于温度效应而有较大变化，从而增加测量误差；另一方面也不能选得太大，否则由于 I 过小而使电晕放电电流和绝缘支架的泄漏电流在总电流中的比例过大，从而引起测量误差。用于电力设备绝缘试验的直流测量分压器或高值电阻应选择得使测量电流不小于 0.5mA 不大于 2mA，实际上常选 1mA。

3.2.4 脉动电压的测量

直流电压的脉动峰值 δU 比 U_d 小得多，可用与测量交流电压峰值相同的方法（见本章第 4.2.2 节 2）来进行脉动电压的测量，不同的是此处的电容器承受的主要是直流电压。另一种方法是直接测量隔直后的脉动电压分量，见图 6.4-35。

此外，还可通过测量交流电容分压器分压后的低压侧脉动电压来求取高压测的 δU 。

4 冲击电流的产生及测量

4.1 冲击电流的产生

冲击大电流技术由于在电子及离子加速器、核聚变、微波、大功率放电激光、大功率脉冲等方面的应用，近年来得到了较快的发展。这些应用中要求产生的冲击电流高达数兆

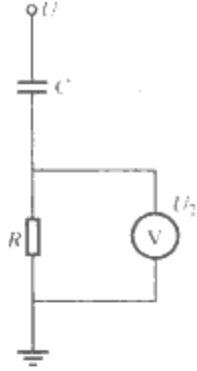


图 6.4-35 测量脉动的简单线路图

安。在高电压实验室中，为了模拟雷电压通过接地导体或避雷器时产生的大电流，也需产生高达数百千安的冲击电流。近年来，在低压及信息系统防护器件的试验中，也需要产生不同波形的幅值达数百千安的冲击电流。本节介绍和电力系统有关的冲击大电流的产生与测量技术。

对冲击电流的波形，因应用场合的不同而有不同的要求。与电力工程相关的冲击电流波形有两类：第一类的波形是指数波，电流从零值以较短的时间上升到峰值，然后以较慢的速度下降到零，如图 6.4-36 所示。这种波形以视在波前时间 T_1 和视在半峰值时间 T_2 表示为 T_1/T_2 波。国标 GB 16927.1—1997 规定了 4 种该类冲击波，即 $1\mu\text{s}/20\mu\text{s}$ ， $4\mu\text{s}/10\mu\text{s}$ ， $8\mu\text{s}/20\mu\text{s}$ 和 $30\mu\text{s}/80\mu\text{s}$ 冲击电流波。

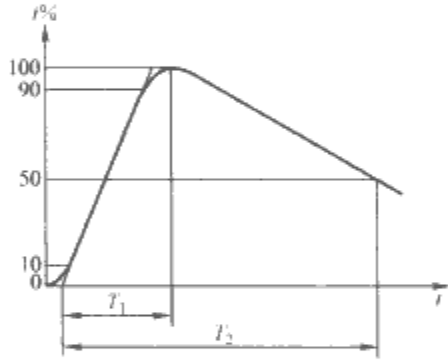


图 6.4-36 标准冲击电流（指数）波形

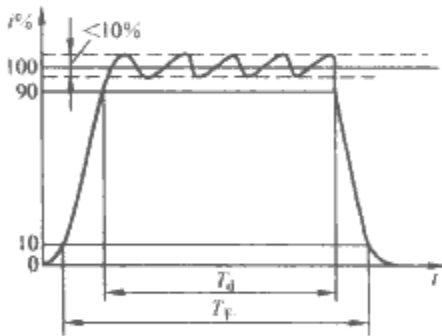


图 6.4-37 标准冲击方波电流波形

第二类冲击电流波形近似为方波，如图 6.4-37 所示。这种波形用峰值持续时间 T_d 和总的持续时间 T_F 来表示，峰值持续时间规定为 $500\mu\text{s}$ ， $1000\mu\text{s}$ ， $2000\mu\text{s}$ ，或者 $2000 \sim 3200\mu\text{s}$ 。

4.1.1 冲击电流发生器的基本原理

大部分第一类冲击电流的波形是不同程度阻尼的 R 、 L 、 C 放电波形。图 6.4-38 所示为以高压整流电压作为充电电源的冲击电流发生器的基本回路。冲击电流发生器的基本特点是：数台或数组大容量的电容器经高压直流装置以整流电压或恒流充电方式进行并联充电，然后通过一个或几个间隙的同步放电产生冲击大电流。这些间隙在充电阶段起隔离放

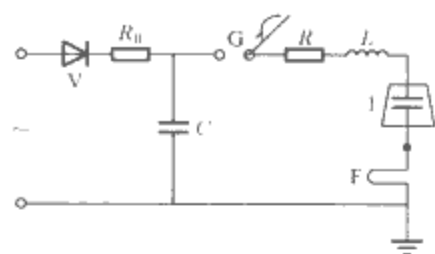


图 6.4-38 冲击电流发生器回路

I—试品；F—分流器；G—点火球间隙

电回路与充电回路的作用，而在放电时起连接的作用。

图 6.4-38 中 C 为所有并联放电电容器的电容之和， L 及 R 为整个放电回路，包括电容器、回路连线、分流器、球隙、试品在内的总电感及电阻值，有时也包括为了调波而外加的电感和电阻值。分流器是用来测量流经试品的电流的，其原理见后述。工作时整流装置向电容器组充电到所需电压，触发脉冲使作为开关的间隙 G 击穿，于是电容器组 C 经 L 、 R 及试品放电。试品通常表现为非线性的电感和电阻。根据充电电压和回路参数的不同，可产生不同波形及幅值的冲击电流。

当不考虑试品的非线性时，图 6.4-38 中放电回路实际上是个瞬态接通的 RLC 放电电路。从电路理论可知，在这种回路中，当 $R < 2\sqrt{L/C}$ 时，产生的电流是振荡波；当 $R = 2\sqrt{L/C}$ 时，则产生非振荡的临界波；当 $R > 2\sqrt{L/C}$ 时，产生的是非振荡波。如令 $\delta = (R/2)\sqrt{C/L}$ 表示不同的阻尼，可分别列出三种不同情况时回路的电流、电流到达幅值时间以及电流幅值的表达式。

(1) 当 $\delta < 1$ 时，为振荡波电流。电流波形表达式为

$$I(t) = U/\sqrt{1-\delta^2} \sqrt{C/L} \exp[-\delta(t/\sqrt{LC})] \sin(\sqrt{1-\delta^2}t/\sqrt{LC}) \quad (6.4-20)$$

电流到达第一个峰值的时刻为

$$t_{m1} = (\sqrt{LC}/\sqrt{1-\delta^2}) \arctan(\sqrt{1-\delta^2}/\delta) \quad (6.4-21)$$

电流第一个峰值为

$$I_{m1} = U \sqrt{C/L} \exp[-(\delta/\sqrt{1-\delta^2}) \arctan(\sqrt{1-\delta^2}/\delta)] \quad (6.4-22)$$

(2) 当 $\delta = 1$ 时，为临界阻尼波电流。

电流波形表达式为

$$I(t) = (Ut/L) \exp(-t/\sqrt{LC}) \quad (6.4-23)$$

电流到达峰值的时刻为

$$t_m = \sqrt{LC} \quad (6.4-24)$$

电流峰值为

$$I_m = U \sqrt{C/L} \exp(-1) \approx 0.736U/R \quad (6.4-25)$$

(3) 当 $\delta > 1$ 时，为非振荡波电流。

电流波形表达式为

$$I(t) = U/\sqrt{\delta^2-1} \sqrt{C/L} \exp[-\delta(t/\sqrt{LC})] \sinh(\sqrt{\delta^2-1}t/\sqrt{LC}) \quad (6.4-26)$$

电流到达峰值的时刻为

$$t_m = (\sqrt{LC}/\sqrt{\delta^2-1}) \operatorname{arctanh}(\sqrt{\delta^2-1}/\delta) \quad (6.4-27)$$

电流峰值为

$$I_m = U \sqrt{C/L} \exp[-(\delta/\sqrt{\delta^2-1}) \operatorname{arctanh}(\sqrt{\delta^2-1}/\delta)] \quad (6.4-28)$$

由上可见，在一定的 U 、 L 、 C 下，振荡波电流可有较大幅值，非振荡波的单极性波的最大峰值产生在临界条件，其值为纯 LC 回路内振荡电流最大值的 0.368 倍。在上式中还可以看出，当 U 、 C 一定时， L 越小，电流波的陡度和峰值越大。冲击电流发生器为了获得最大电流，必须尽可能减小回路电感。

4.1.2 冲击电流方波发生器

冲击电流方波发生器可由低损耗电缆或人工传输线构成。人工传输线用许多集中电感和电容来模拟均匀长线。图 6.4-39 所示的方波发生器是由 n 个 L - C 元件组成，图 6.4-39 中 R 为匹配电阻， G 为触发间隙， F 为分流器。这一电路在放电时的特性可由集中参数进行分析。通常，当有 6 个以上的这种 L 、 C 组合时，就可满足避雷器等试验的需要。

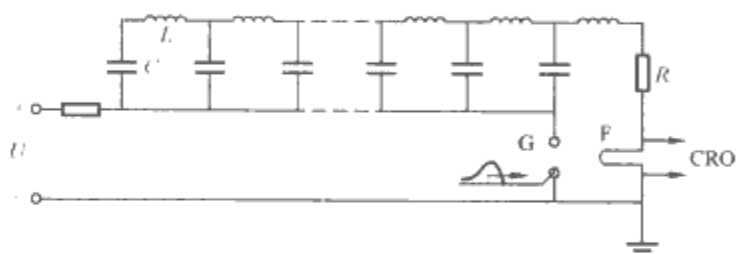


图 6.4-39 冲击电流方波发生器

若这根人工传输线代表长为 l 的电缆，则每单位长度的电感为 $L_p = nL/l$ ，每单位长度的电容为 $C_p = nC/l$ ，波阻抗为 $Z = \sqrt{L_p/C_p}$ ，波速为 $v = 1/\sqrt{L_p C_p} = l/(n\sqrt{LC})$ ，波在长度 l 上来回一次所需时间为

$$T = 2l/v = 2n\sqrt{LC} \quad (6.4-29)$$

若电容器 C 的充电电压为 U ，点火球隙放电后，在负载电阻 R 上流过的电流为 I ，则

$$I = U/(Z+R) = U/(\sqrt{L_p/C_p} + R) \quad (6.4-30)$$

若 R 等于波阻抗 Z ，在终端不发生反射，流过 R 的电流为矩形电流波，波的持续时间 $T = 2n\sqrt{L_p C_p}$ 。如 R 与波阻抗 Z 不相等，在 R 及回路首端间会发生多次折反射过程。取决于 R 与 Z 的关系，此时电流波为围绕某一平均值的矩形振荡波。

4.2 冲击电流的测量

冲击电流的测量包括峰值和波形的确定，要求幅值测量的总不确定度应不大于 3%，时间参数测量的总不确定度不大于 10%，测量并应能检测出叠加在冲击电流波形上的振荡。

测量冲击电流最常用的方法是应用分流器或罗戈夫斯基线圈和数字示波器组成的测量系统。冲击电流的峰值一般高达几十千安到几百千安。指数型波的波前时间为微秒，甚至更短，而方波的持续时间可达毫秒级。要准确测量各类波形的幅值和时间参数，需要不同特性的测量装置。

4.2.1 利用分流器测量冲击电流

在试验室里，冲击电流常常使用分流器进行测量。所谓分流器，实际上是一个残余电感可忽略的电阻，利用电流流过分流器时产生的电压信号来反映被测电流的波形和幅值。如果分流器是纯电阻，则该电压与电流成线性关系。使用这种方法的主要困难在于制造残余电感尽可能小的分流器，因为该电感决定了分流器的特性。

图 6.4-40 所示分流器是由几个并联的、对折后绞扭的电阻丝形成的。它们沿着半径方向布置(与主回路电流方向垂直),以进一步减小残余电感。图中 1 为电阻丝。

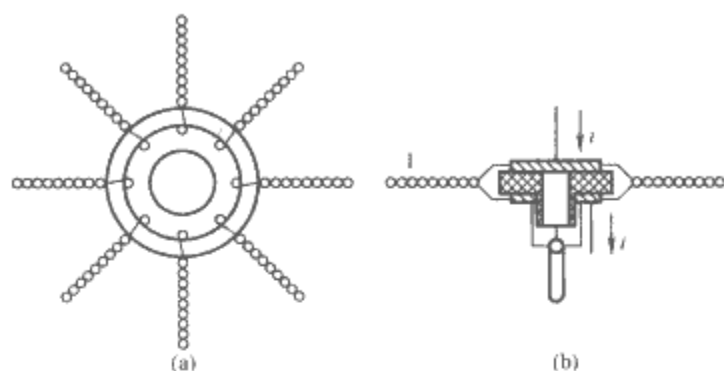


图 6.4-40 对折式分流器
(a)俯视图; (b)正视图

为了测量幅值更大、波形更陡的冲击电流,一般使用同轴式分流器(见图 6.4-41)。电流从中心的端子 1 沿着内部高电阻率材料制成的薄壁圆管 2 流过,并通过由铜或铝制成的同轴圆管 3 返回。薄壁圆管两端的压降通过电压引线 4 引向同轴接头 5 后输出。因为在引线 4 和圆管 2 之间的空间中没有磁场,这种分流器就具有接近纯电阻的性质。但由于具有很高频率分量的冲击电流流过薄壁圆管时有集肤效应存在,导致分流器阻值的变化,从而产生测量误差。

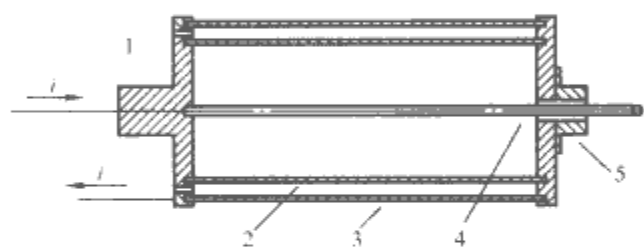


图 6.4-41 同轴管式分流器
1—端子; 2—薄壁圆管; 3—同轴薄壁圆管;
4—引线; 5—同轴接头

另一种盘式分流器(见图 6.4-42),其残余电感量很小,具有很好的动态特性。

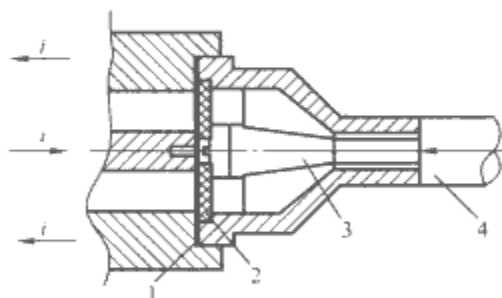


图 6.4-42 盘式分流器
1—薄电阻盘; 2—绝缘压块;
3—同轴锥形套; 4—端子

由分流器组成的冲击电流测量系统如图 6.4-43 所示,图 6.4-43 中 R_2 、 R_3 为电缆的首末端匹配电阻。由于通常待测电流幅值很高,分流器阻值很小,远小于匹配电阻值,因而可不考虑它们对信号的影响。

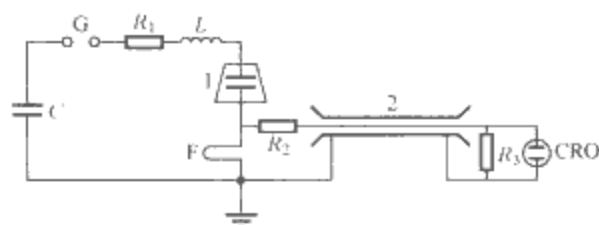


图 6.4-43 分流器测量系统

1—试品; 2—同轴电缆; F—分流器; CRO—示波器

4.2.2 利用罗戈夫斯基线圈测量冲击电流

如图 6.4-44 所示为利用罗戈夫斯基线圈测量冲击电流的示意图。载有电流 I_1 的导线穿过线圈中心,变化的电流产生的磁场在线圈中感应出电压 U_2 ,即

$$U_2 = M dI_1 / dt \quad (6.4-31)$$

式中: M 为载流导体与线圈间的互感。

线圈通常均匀绕制在绝缘骨架上,如其匝数为 N ,每匝的截面面积为 A ,圆形线圈中心线的周向长度为 l ,则 $M = \mu_0 NA / l$ 。

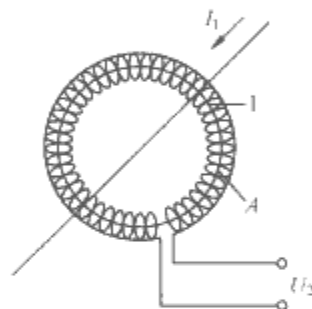


图 6.4-44 利用罗戈夫斯基线圈
测量冲击电流的示意图

为了获得与被测电流成正比而不是与其导数成正比的信号,必须对测量电压 U_2 进行积分,这通常可以通过两种方式来实现。图 6.4-45 所示的罗戈夫斯基线圈的输出电压经积分器(RC)积分后送给示波器或峰值电压表进行测量。图中 Z 为匹配电阻, CRO 为示波器。经积分后的电压信号为 $U = MI_1 / (RC)$, 与被测电流成线性关系。

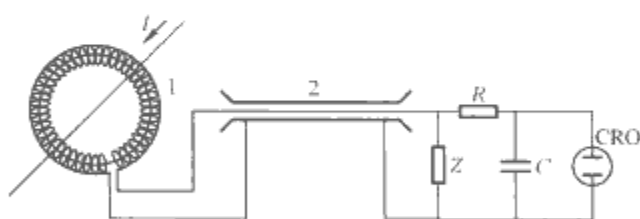


图 6.4-45 罗戈夫斯基线圈—示波器测量系统

1—罗戈夫斯基线圈; 2—同轴电缆

此外,还可利用某些材料的电磁和磁光特性进行冲击电流的测量,如利用霍尔效应制成的霍尔器件以及利用法拉第效应的磁致光学元件等。随着半导体技术的不断发展,利用霍尔器件和各种磁光效应的直流、交流和冲击电流测量变得越来越有吸引力。但它们作为有源器件,与以上分流器和罗戈夫斯基线圈的无源测量方法相比,仍有性能不稳定等的不足。

第5章 高压电气设备的绝缘

本章介绍高电压下的电气绝缘问题和各种主要电气设备的绝缘结构及特点。绝缘的作用是将电位不等的导体分隔开,从而保证其正常工作,因此绝缘是高压电气设备结构中的重要组成部分。高压电气设备的绝缘结构是由具有一定特性和形状的绝缘材料按照一定的规则构成的。不同的高压电气设备由于工作原理和对绝缘的要求不同而具有不同的特点。研究高压电气设备的绝缘结构就是对可能使用的绝缘材料及其组合方式和形状进行研究,以便获得优良的绝缘和其他性能,满足设备长期工作的需要。对高压电气设备绝缘结构的基本要求主要有:

- (1) 绝缘性能的要求。
- (2) 机械性能的要求。
- (3) 温度和热稳定性的要求。
- (4) 工作环境的要求。

1 绝缘子和套管的绝缘

1.1 绝缘子

绝缘子是由绝缘件和金属附件构成的器件,用来支撑或悬挂带电导体,使带电导体间及导体对地或对接地部件之间在电气上相互绝缘。带电导体可以敷设在室内或室外,也可以敷设在设备内部,从设备内部引出或从户内引到户外。

1.1.1 绝缘子的分类

电力系统和电气设备中绝缘子的应用广泛,用于将不同电位的带电体在机械上相互连接,而在电气上则相互绝缘。按照绝缘和连接形式的不同,高压绝缘子可分为:

- (1) 绝缘子。用于导电体和接地体之间的绝缘和固定连接,如隔离开关中固定触头的支柱绝缘子等。
- (2) 瓷套。用作电器内绝缘的容器,并使内绝缘免遭周围环境因素的影响,如电压互感器的瓷套等。

1.1.2 绝缘子的性能

(1) 电气性能。绝缘子的主要电气性能有绝缘子的击穿电压、沿面闪络电压等。沿面放电,特别是湿闪、污闪放电是绝缘子特有的放电形式。根据绝缘配合的要求,其沿面闪络电压应有一定水平。表面脏污的绝缘子在受潮情况下会发生严重的污闪放电,目前使用爬电距离来衡量绝缘子在污秽和受潮条件下的绝缘能力。为避免造成不可恢复的损坏,绝缘子的击穿电压应比闪络电压高。此外,运行中绝缘子的电晕将造成高频干扰、引起能量损失,通常要求正常工作电压下不出现有害的电晕。

(2) 机械性能。绝缘子可能承受导线质量、导线张力、冰重、风荷载、短路电流电动力、开关设备操作力、振动力的作用,因此,绝缘子机械性能的好坏成了高压输电技术发展的一个制约因素。

(3) 冷热性能。制造绝缘子最普遍的材料是电瓷。运行中因受日照,瓷件温度可能比周围高 $20\sim 30^{\circ}\text{C}$,若遇降雨,瓷件表面骤冷产生内部应力,可能造成开裂。因此要求瓷件在 70°C 的温差剧变时不发生开裂。

(4) 抗自然条件 and 环境条件侵蚀的稳定性。大部分绝缘子

在露天运行,要承受风、雨、雾、露、冰雹、雪、温度激变、湿度变化和环境污染等多因素的作用。因此,要求绝缘子有较高的热稳定性、化学稳定性、耐电弧性能和耐污秽性能等。

1.1.3 绝缘子的材料

(1) 电瓷材料与釉料。电瓷材料是由石英、长石和黏土按一定比例配料,经制泥、成型、干燥、上釉和烧成等工艺制成的无机陶瓷绝缘材料。

(2) 玻璃及钢化玻璃。玻璃的电气强度优于电瓷,机械强度与电瓷相当,但它的耐冷热激变的性能比较差。

(3) 金属附件。绝缘子的金属附件主要由铸铁和钢制成,对一些需通过大电流的产品,为减少附件的涡流损耗,也有用硅铝合金做附件的。

(4) 胶合剂。胶合剂是将瓷件和附件胶合连接的材料,最常用的是500号硅酸盐水泥。

1.1.4 常用绝缘子

(1) 支柱绝缘子。支柱绝缘子是支撑高压配电装置母线和高压电器带电部分(如触头)的绝缘,它由瓷柱和上下金属附件通过水泥胶装组成,按外形结构和工作条件的不同,分为户外和户内两大类,分别如图6.5-1和图6.5-2所示。

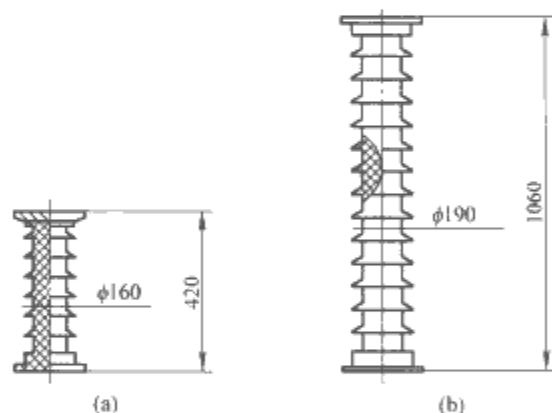


图 6.5-1 户外棒形支柱绝缘子示意图
(a) ZS-35/600 型; (b) ZS-100/400 型

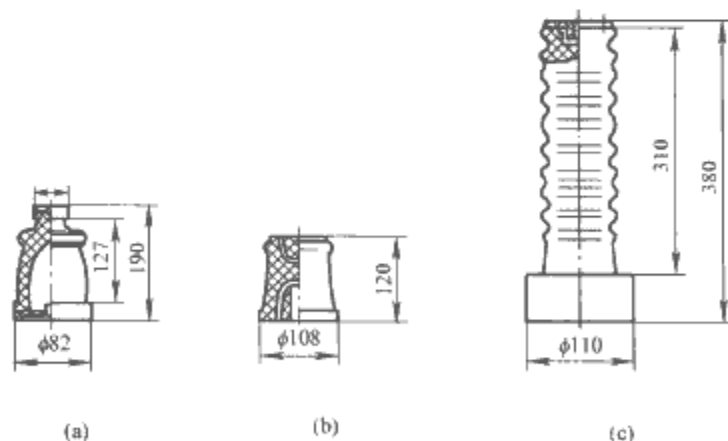


图 6.5-2 户内支柱绝缘子示意图
(a) ZA-10 型外胶装; (b) ZN-10 型内胶装;
(c) ZL-35 型内外联合胶装

(2) 线路绝缘子。线路绝缘子是输配电线路固定导线用的绝缘部件,它也用在户外配电装置中,按结构不同分为针式、悬式和瓷横担线路绝缘子三类,分别如图6.5-3、图6.5-4、图6.5-5所示。

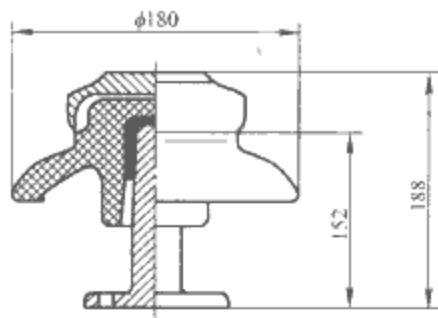


图 6.5-3 P-10 型针式线路绝缘子示意图

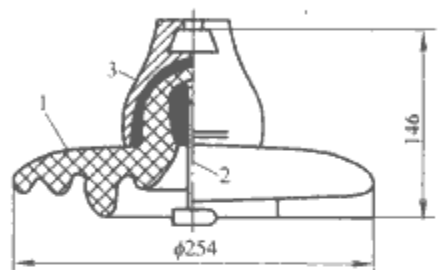


图 6.5-4 X-4.5 型盘形悬式绝缘子示意图
1—瓷件；2—钢脚；3—铁帽

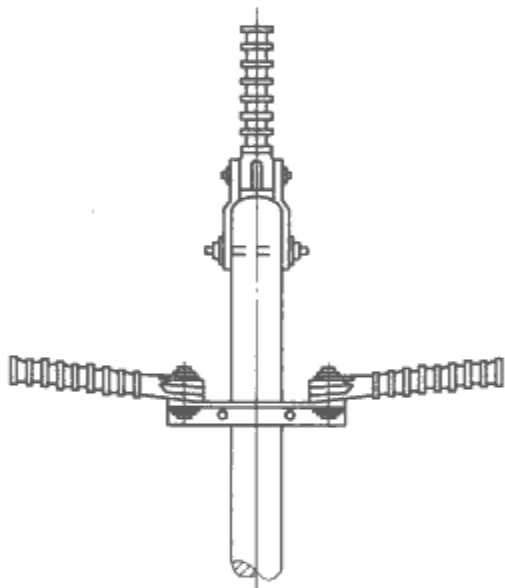


图 6.5-5 线路直线杆上的瓷横担绝缘子示意图

(3) 复合绝缘子。20 世纪 60 年代开始出现由环氧树脂玻璃纤维芯棒和硅橡胶伞盘、护套组成的线路复合绝缘子，如图 6.5-6 所示。与瓷或玻璃绝缘子相比，硅橡胶复合绝缘子优点很多，其突出优点是耐污闪、湿闪性能优异、运行维护费用低以及用于高电压等级的价格优势。

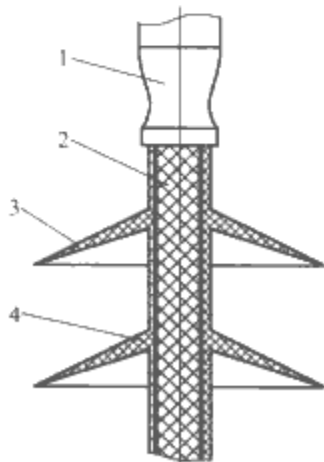


图 6.5-6 复合绝缘子结构示意图
1—铁帽；2—芯棒；3—伞盘；4—护套

1.2 套管

套管是将载流导体引入变压器、断路器等电气设备的金属箱内或母线穿过墙壁时的引线绝缘。套管是一种典型的具有强的垂直于介质表面的电场分量的绝缘结构，表面电压分布很不均匀，中间法兰边缘处电场十分集中，很易从此处开始出现电晕及滑闪放电。同时，法兰和导杆间的电场也很强，绝缘介质易被击穿。为适应工作电压的提高，必须改善法兰及导杆附近的电场。

高压套管按结构特点及所用材料的分类如表 6.5-1 所示。

表 6.5-1 高压套管按结构特点及所用材料的分类

| 按结构特点分 | 按主要绝缘介质分 | 绝缘特点 | 主要应用范围 | |
|--------|----------|----------------------------|----------------------------|----------------------|
| 单一绝缘套管 | 纯瓷套管 | 瓷、空气 | 35kV 及以下穿墙套管，10kV 及以下电器用套管 | |
| | 树脂套管 | 树脂、空气 | 组合电器用 | |
| 复合绝缘套管 | 充油套管 | 套管内为绝缘油（或包纸、加纸筒） | 60kV 及以下电器用套管，试验变压器套管 | |
| | 充气套管 | 套管内充 SF ₆ 等压缩气体 | 组合电器用 | |
| 电容式套管 | 油纸电容式 | 油浸纸 | 有许多极板使电场趋于均匀 | 110kV 及以上的穿墙套管或电器用套管 |
| | 胶纸电容式 | 胶纸 | | |
| | 浸胶电容式 | 纸包后浸胶 | | |

1.2.1 纯瓷套管

纯瓷套管绝缘子有广泛用于 35kV 及以下的穿墙套管和 10kV 及以下的电器套管。

纯瓷套管绝缘子的绝缘件由一个瓷套管构成，又分为有空气腔绝缘（见图 6.5-7）和无空气腔绝缘（见图 6.5-8）两类。

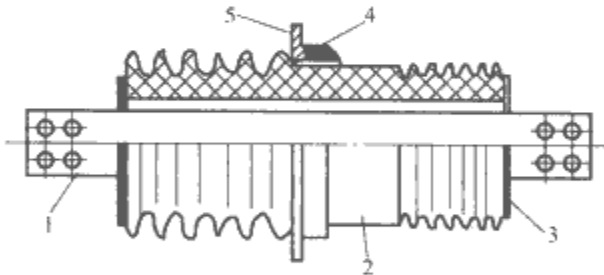


图 6.5-7 有空气腔绝缘的纯瓷穿墙套管示意图
1—导体；2—瓷套管；3—端盖；4—胶合剂；5—法兰

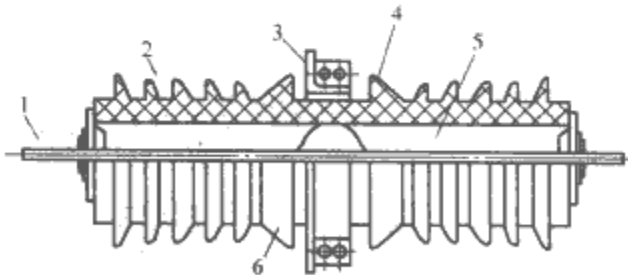


图 6.5-8 无空气腔绝缘的纯瓷穿墙套管示意图
1—导体；2—瓷套管；3—法兰；4—大裙；5—半导体；6—导电弹簧片

纯瓷套管的导体可用铜导体（圆截面或矩形截面）和铝导体（矩形截面），穿墙套管也可以不带导体，由用户自行决定所需导体。

1.2.2 充油套管

充油套管多用于 35kV 及以下电力变压器和 60kV 小容量电力变压器，也用于试验变压器。

在纯瓷套管的空气腔内充以绝缘油，便构成充油套管，又分为单个油隙和多个油隙两类。单个油隙的充油套管绝缘子结构如图 6.5-9 所示。

1.2.3 电容式套管

交流 110kV 及以上的高压套管常用电容式套管，如图 6.5-10 所示。它是在导杆 1 上包以多层绝缘纸而构成，而在层间按设计要求的位置上夹有铝箔，组成了一串同轴圆柱形电容器。主要靠电容芯子（图 6.5-10 中 6）来改善电场分布。这种套管不但电场分布比上述充油套管均匀得多，而且相邻的两铝箔（电容极板）间的绝缘层很薄，介电强度也可提高。根据绝缘层材料的不同，电容式套管主要有胶纸套管和油纸套管两大类。

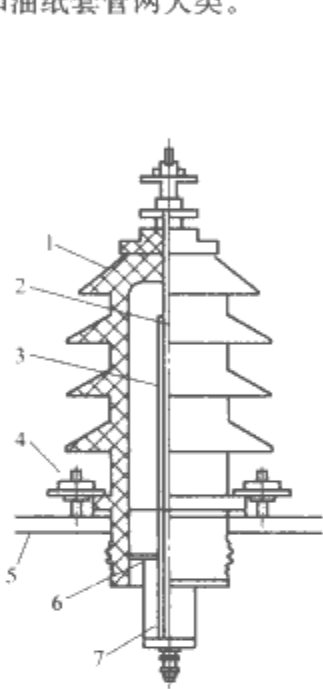


图 6.5-9 单个油隙充油套管结构图
1—瓷套管；2—导杆；
3、7—绝缘管；4—卡件；
5—油箱盖；6—密封橡皮

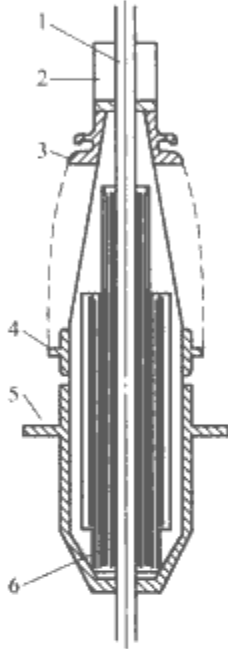


图 6.5-10 电容式套管示意图
1—导杆；2—储油器；
3—上瓷套；4—中间法兰；5—下瓷套；
6—电容芯子

2 变压器的绝缘

2.1 变压器绝缘结构及要求

电力变压器的主要部件是高低压绕组和铁心。铁心由铁心柱和铁轭组成。绕组套在铁心柱上，与铁心一起装于油箱内，高低压绕组的引线经固定在油箱上的套管引出。变压器的附件还有装于箱体内的分接开关、与箱体连接的储油柜（油枕）、散热器、气体继电器、信号温度计等。油浸式电力变压器的结构如图 6.5-11 所示。

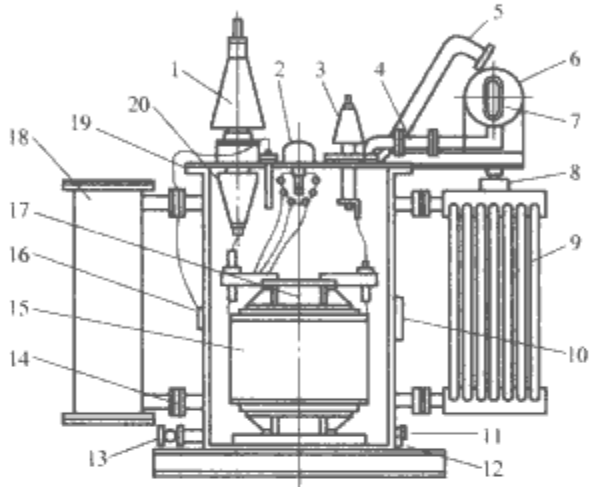


图 6.5-11 油浸式电力变压器的结构图
1—高压套管；2—分接开关；3—低压套管；4—气体继电器；5—安全气道；6—储油柜；7—油表；
8—吸湿器；9—散热器；10—铭牌；11—接地螺栓；12—油样活门；13—放油阀门；14—活门；
15—绕组；16—信号温度计；17—铁心；18—净油器；19—油箱；20—下套管

变压器绝缘分为外绝缘和内绝缘。变压器的内绝缘包括绕组绝缘、引线及分接开关绝缘和套管内部绝缘（包括下部油间隙）。变压器内绝缘又分为主绝缘和纵绝缘两类，如表 6.5-2 所示。

表 6.5-2 变压器绝缘分类

| 变压器绝缘 | | | | | |
|-------------------|-------------------|-------------------|----------------------|------------|--------------|
| 内绝缘 | | | | 外绝缘 | |
| 绕组绝缘 | 引线绝缘 | 分接开关绝缘 | 套管内绝缘、套管下部油中的沿面绝缘 | 套管上部空气中的绝缘 | 套管之间或对地的空气绝缘 |
| 变压器内绝缘 | | | | | |
| 主绝缘 | | | 纵绝缘 | | |
| 高压与低压绕组之间、相间及对地绝缘 | 引线或分接开关对地或其他绕组的绝缘 | 同一绕组中不同匝间、层间、段间绝缘 | 同一绕组各引线间、分接开关各部分之间绝缘 | | |

变压器投入运行后，要承受工作电压、热、化学等因素的长期作用，并可能短时承受雷电过电压和内部过电压的冲击作用。此外，绝缘还受到机械力和环境因素的作用。变压器绝缘应能在各种因素作用下安全、可靠地运行 25~30 年，因此它必须在电气性能、耐热性能、机械强度及抗环境、耐老化等方面满足一定的要求。

2.1.1 性能要求

(1) 电气性能要求。为保证变压器在额定工作电压下长期运行且能耐受可能遇到的各种过电压，如交流电压、冲击电压等，应有耐受各种电压作用而不损坏的要求。其中 1min 交流耐压试验主要是检验主绝缘，而冲击耐压试验检验纵绝缘，局部放电试验是为保证变压器长期运行的可靠性

而进行的试验。

(2) 机械性能要求。正常情况下绕组间的电磁力不大，但在发生短路的瞬间有可能达到正常时的上千倍。如果绝缘已老化脆裂或绕组固定不良，就可能引起变形甚至事故。

(3) 热性能要求。以变压器油浸渍的纸及纸板都属 A 级绝缘材料，国家标准规定了绕组的平均温升不得超过 65℃。

(4) 其他性能要求。绝缘老化、受潮、脏污等都将影响到其电气性能，这对油纸绝缘特别明显。因此常用隔膜保护等措施以防止绝缘油直接与大气相通，也要注意铜、铁、绝缘漆等物质可能加速绝缘油的老化过程。

2.1.2 高压绕组结构及绝缘特性

高压绕组常可分为两大类：饼式及圆筒式。

(1) 饼式。饼式绕组由若干个用扁导线绕成的线饼组成，相邻饼间有垫块，以形成径向油（气）道。它有两种基本绕制方式：连续式及纠结式，其示意图分别如图 6.5-12（a）及图 6.5-12（b）所示。连续式绕法简便，饼间不需焊接，但纵向电容小，在雷电冲击电压下各线饼上的电压分布很不均匀。采用纠结式绕法的纵向电容大，有利于改善冲击电压下的分布特性，但工艺复杂。高压饼式绕组 220kV 及以上的常采用纠结式，而 60~154kV 的常采用纠结-连续式。

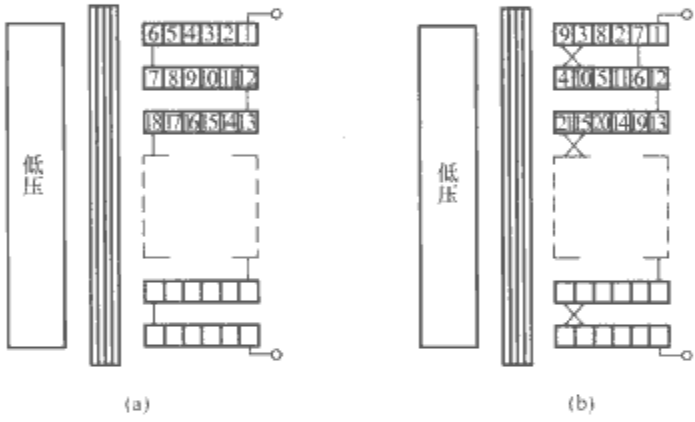


图 6.5-12 饼式高压绕组示意图
(a) 连续式；(b) 双饼纠结式

(2) 圆筒式。圆筒式绕组的结构如图 6.5-13 所示，绕制工艺较简便，还可根据各层对地电位的不同而选取不同的对轭绝缘距离。由于其层间电容大，对地电容小，在冲击电压下层间电压分布较饼式均匀。

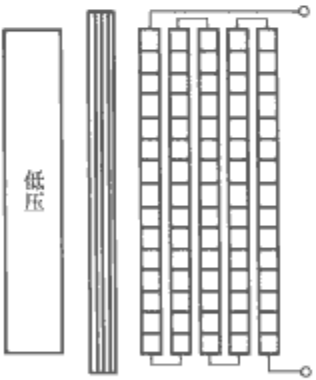


图 6.5-13 圆筒式高压绕组示意图

2.1.3 油浸式变压器绝缘

目前国内外的电力变压器，特别是高压变压器，几乎都是油浸式。油浸变压器常用的绝缘材料有变压器油、绝缘纸和纸板以及其他一些绝缘材料。

(1) 变压器油。这是油浸变压器最基本的绝缘材料，充满整个变压器油箱，起绝缘和散热两种重要作用。对变压器油的主要性能要求如表 6.5-3 所列。

表 6.5-3 变压器油的主要性能要求

| 项 目 | | 新油 | 运行中的油 |
|------------------|----------------|--------|---------------------------------------|
| 水溶性酸或碱 | | 无 | 无 |
| 机械混合物或游离炭 | | 无 | 无 |
| 酸值 [mg (KOH) /g] | | ≤0.05 | ≤0.01 |
| 闪点 (℃) | | ≥135 | (1) 不比新油标准降低 5℃； (2) 不比前一次测得值降低 5℃ |
| 耐电强度 (kV/2.5mm) | 对 15kV 及以下变压器 | ≥25 | ≥20 |
| | 对 20~35kV 变压器 | ≥35 | ≥30 |
| | 对 44~220kV 变压器 | ≥40 | ≥35 |
| | | | |
| 介质损耗角正切值 (70℃) | | ≤0.005 | ≤0.02 |

(2) 绝缘纸和纸板。变压器所用的绝缘纸由硫酸盐纤维制成，有电缆纸、电话纸和绝缘纸板（筒）等。变压器绝缘常用 0.12mm 的电缆纸，主要用于导线绝缘（覆盖层）、绕组层间绝缘、引线绝缘、电容环绝缘和屏蔽绝缘。

电话纸和电缆纸一样，只是更薄一些，厚度有 0.04mm、0.05mm、0.075mm 等几种，密度比电缆纸大，为 0.8~0.828g/cm³，可用于导线绝缘、层间绝缘、出线端绝缘及分线头绝缘。

绝缘纸板由硫酸盐纤维或掺适当棉纤维的木浆造纸压光而成，密度为 0.9~1.05 g/cm³，厚度分为 0.8~3mm 和 0.1~0.5mm 两类，前者制成板状，后者可卷制成筒状绝缘纸板，干燥浸油后有很好的电气强度，击穿场强达 17~35MV/m，可做绕组间的垫块、撑条、相间隔板、垫圈、绝缘筒及对铁轭的角环等。

(3) 其他绝缘材料。变压器中也用胶纸板（筒），它用热固性酚醛漆或环氧漆浸渍的纸在热状态下压制而成。其机械强度很高，但电性能较差，在受潮或放电后可能分层或变形。胶纸筒可用作绕组间的绝缘，还可用作接头板或分接开关板，但超高压变压器中很少采用。

漆布或漆布带是用棉布、丝绸或玻璃丝布以耐油漆浸渍后加热而制成的，用于折叠处的绝缘或用来加强绝缘的机械强度。

绝缘漆分为浸渍漆、涂刷漆和胶黏漆三类，浸渍漆一般采用醇酸漆和环氧树脂漆。绕组绝缘浸漆可以提高机械强度和耐热性能。在油浸电力变压器内所用的各类漆必须具备良好的耐油性，否则长期运行会生成油泥而降低绝缘性能。所以有人不主张绕组绝缘浸漆，尤其是超高压变压器。

木材仅用于配电变压器制作板条和垫块以节约纸板。

2.1.4 干式变压器绝缘

(1) 浸渍型。浸渍型干式变压器历史较长、工艺简便，导线采用玻璃丝包，垫块用相应耐热等级的材料热压成型。随着所用浸渍漆的不同，绝缘的耐热等级可为 B、F、H 或 C 级。主、纵绝缘的气道均靠空气绝缘。它防火性能好，但由于以空气为绝缘介质，其尺寸、质量都比树脂型大，受外界环境影响也显著。

(2) 树脂型。树脂型干式变压器可分为几类，如树脂浇注、树脂加石英粉填料（约 4:6）浇注、树脂绕包、树脂真空压力浸渍。考虑到铝箔与树脂加石英粉的线膨胀系数相近，国外往往采用铝箔带绕制。树脂绕包类变压器不需浇注模，而在绕高压绕组时一边绕导线一边将已浸有树脂的纤维浇上，全部绕完后对绕组进行加热固化。其绝缘较薄、散热好，但气泡不易除尽。而树脂真空压力浸渍类变压器是在绕组绕好后，在浇注罐里真空下注入树脂，最后加压而成。

2.2 油间隙中固体绝缘材料的作用

为了提高油的耐电强度从而减小绝缘结构尺寸,应设法减少油中杂质。此外,提高油的击穿场强更有效的方法是在油间隙中使用固体绝缘材料,即油和固体绝缘材料组合使用,可以显著减少杂质对油的击穿场强的影响,这在实际的变压器绝缘结构中被广泛采用。在变压器绝缘结构中采用油和固体绝缘所形成的组合方式有覆盖、绝缘层和屏障三类,如图 6.5-14 所示。在设计变压器的绝缘结构时,为了提高击穿电压,往往是覆盖、绝缘层和屏障三种形式同时采用。

2.2.1 覆盖

它是用固体绝缘材料,如电缆纸、皱纹纸及绝缘漆等做成紧贴于电极表面比较薄的一层绝缘,如图 6.5-14 (a) 所示。覆盖层比较薄(约十分之几毫米到几毫米),基本上不改变油中的电场分布,但可以阻止导电的或极性杂质在电极表面形成“小桥”,使工频击穿电压显著提高,分散程度明显减小。在冲击电压作用下,“小桥”来不及形成,所以覆盖不起多大作用。

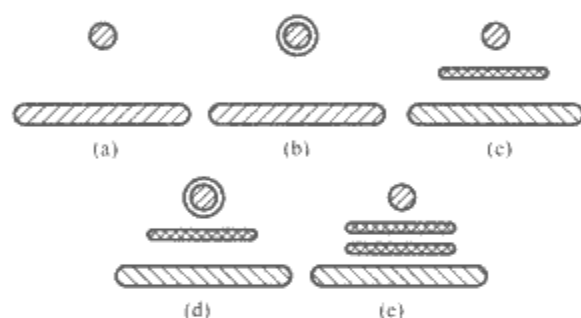


图 6.5-14 固体绝缘材料在油间隙中的应用方式

(a) 覆盖层; (b) 绝缘层; (c) 屏障;
(d) 覆盖加屏障; (e) 多重屏障

2.2.2 绝缘层

如果紧贴于电极表面的绝缘比较厚(有时可达十几毫米),就成为绝缘层,如图 6.5-14 (b) 所示。

绝缘层不但有覆盖的阻止杂质形成“小桥”的作用,并且还承担了一定比例的电压,使绝缘层表面处油中最大电场强度降低(因为它的介电常数比油大),大大提高整个油间隙的工频和冲击击穿电压。在极不均匀电场中,对电场集中的那一个电极(例如针对板电场中的针电极)加绝缘层,油间隙的击穿电压就可提高很多。

2.2.3 屏障

在油间隙中放置与电极形状相适应、尺寸较大、厚度为 2mm 以上的绝缘板(或筒)时,就形成屏障,如图 6.5-14 (c) 所示。

屏障既能阻止油中杂质形成“小桥”,又能像气体介质中的极间屏障那样,当曲率半径较小的电极附近的介质发生电离后,离子积聚在屏障的一侧,使屏障另一侧与另一电极间的电场变得均匀,所以极不均匀电场中屏障的效果最显著。屏障的效果大小还与屏障的位置有关。

在油间隙中同时使用几个屏障可以使冲击电压下电场更为均匀,使击穿电压提高更多,在高压变压器中常采用这种多重屏障的结构。

2.3 变压器的主绝缘

从变压器绝缘的分类知道,变压器绕组间及绕组对铁心柱间的绝缘、绕组对铁轭的绝缘、引线的绝缘等,都属于变压器的主绝缘。

2.3.1 绕组间及绕组对铁心柱间的绝缘

变压器的主绝缘主要是用油-屏障绝缘,各种电压等级的高、低压绕组间及绕组对铁心柱间的绝缘结构见图 6.5-15。由图 6.5-15 可见,电压等级越高,所用的纸筒数目越多,油隙分得越细,其电气强度越高。目前在超高压变压器的主绝缘中,越来越多地采用薄纸筒小油道结构。不过,这时应综合考虑变压器的散热问题。

2.3.2 绕组对铁轭的绝缘

变压器绕组端部对铁轭之间常常是主绝缘的薄弱环节。在绕组端部,容易发生沿固体绝缘表面的电晕放电和滑闪放电,表面滑闪的延伸容易导致绕组端部与铁轭间绝缘的击穿。因此,在绕组与铁轭间的绝缘距离要取得比绕组之间的大得多,同时还用绝缘纸筒制成的角环将油道分隔开(见图 6.5-15)。

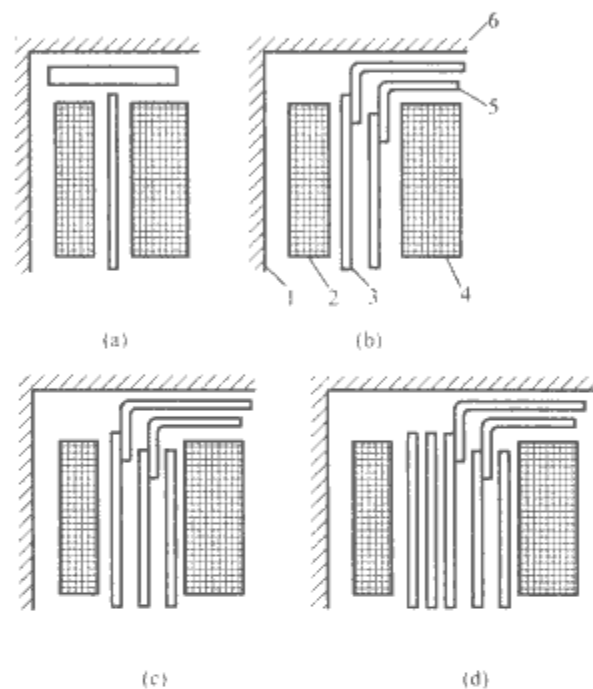


图 6.5-15 高压变压器主绝缘结构示意图

(a) 35/85kV; (b) 110/220kV;
(c) 220/400kV; (d) 500/700kV
1—铁心; 2—低压绕组; 3—纸筒;
4—高压绕组; 5—角环; 6—铁轭

2.3.3 引线绝缘

绕组到分接开关或套管等的引线大都采用直径较粗的圆导线,并包有一定厚度的绝缘层,与油箱及其他不同电位处保持足够的距离。

2.4 变压器的纵绝缘

在冲击电压作用下,层间、饼间、匝间等纵绝缘上的电压分布很不均匀,即使采取了一些改善措施,仍有一定程度不均匀。所以应根据在冲击电压下纵绝缘各部分上实际可能出现的电位梯度来考虑应有的纵绝缘强度。除了对电压等级较高的电力变压器(110kV 及以上)要采用内部措施(如纠结式绕组、电容插入式绕组)来改善电压分布外,对于电压等级较低的变压器常采用适当加强某些部位的绝缘来解决,例如对 35kV 连续式绕组,或是加宽靠近进线端的饼间油道,加厚匝间绝缘,或是在油道中加进纸垫圈等。

3 电缆和电容器的绝缘

3.1 电缆

电缆是输送电力和制造某些电机、电器的重要器材。用

来传送和分配电力的电缆称为电力电缆。不管何种电缆，其结构均由导电线芯、绝缘层和保护层三个主要部分组成。一般 6kV 及以上的电缆还设有屏蔽层。

电力电缆有多种类型，按照绝缘材料可分为油浸纸绝缘电缆、塑料绝缘电缆、橡皮绝缘电缆和气体绝缘电缆；按结构特征可分为统包型、分相型、钢管型、自容型和扁平型电缆；按输送的电能形式可分为交流电缆和直流电缆；按敷设环境条件可分为地下埋设（直埋、管道）电缆、架空电缆、水底电缆和高落差电缆等。此外，电力电缆按芯线根数还可分为单芯电缆和多芯电缆。

3.1.1 对电缆各部件的要求

考虑到敷设方式和周围环境对电缆性能的影响，为保证电缆能安全运行 30~50 年，它的电性能、热性能和机械性能都必须满足一定的要求。

(1) 导电线芯。电缆导电线芯的作用是输送电流，对其基本要求是具有高的导电率，以减少电缆导体本身的能量消耗和电压损耗。同时也要求导电线芯具有足够的机械强度，耐化学稳定性，不易氧化，便于加工和焊接。电缆的导电线芯常用铜或铝制成。

(2) 绝缘层。绝缘层所用材料必须具有优异的电气绝缘性能，一般情况下以绝缘电阻、介电常数 ϵ 、介质损耗因数 $\tan\delta$ 以及电气强度等参数来表征。此外，它还应有较好的机械性能、热性能、工艺性能、物理及化学性能。

(3) 护层。电缆的护层有内护套和外护层之分。内护套的作用主要是保护线芯绝缘层不受外力的损伤和防止水分的侵入，对于油浸纸绝缘电缆还可防止浸渍剂的外流。外护层的作用则是防止腐蚀、机械保护和屏蔽。因此，要求护层材料具有耐受各种环境因素作用的稳定性，例如金属材料的耐腐蚀性，塑料的耐环境应力的龟裂性，组合护层的耐湿性等。

铅和铝是油浸纸绝缘电缆最常用的内护套材料。此外，聚氯乙烯、氯丁橡胶等非金属材料也可制作保护层。

完整的外护层由内衬层、铠装层和外被层三部分组成。但有的外护层只有外被层，有的只有铠装层。有金属内护套的也可以没有外护层。电缆的铠装层分为钢带铠装（主要承受径向力）和钢丝铠装（主要承受轴向力）两种。

3.1.2 电缆的绝缘材料

(1) 电缆纸。电缆纸是制造油浸纸绝缘电力电缆的主要材料之一，其基本成分是木质纤维素，其余的成分有半纤维素、非纤维的木质素、树脂（松香）、灰分等。

纸中纤维素含量决定了纸的密度。一般电缆纸中纤维素含量按体积计算占纸的 55% 左右，其密度为 0.7~0.88 g/cm³。纸中存在一定比例的半纤维素和木质素，对纸的性能也有显著影响，它们都有利于提高纸的机械强度，木质素还可以提高纸的抗氧化和抗细菌破坏的能力。

(2) 电缆油和浸渍剂。电缆油按用途可分为低压电缆油和高压电缆油，按其制取的方法又有矿物电缆油和合成电缆油之分。高压电缆油用于 35kV 以上的纸绝缘高压电缆。低压电缆油不是直接用于浸渍电缆，而是与松香等配制成浸渍剂浸渍电缆绝缘。它用于 35kV 及以下油浸纸绝缘电力电缆。

浸渍剂有黏性浸渍剂和不滴流浸渍剂两种，它们都用来浸渍 35kV 及以下纸绝缘电力电缆。

(3) 塑料。电缆绝缘常用的塑料有聚氯乙烯、聚乙烯和交联聚乙烯等数种。

1) 聚氯乙烯。聚氯乙烯塑料（PVC）的基本成分是聚氯乙烯。它具有较高的电气强度和绝缘电阻，但介电常数和

介质损耗较大，故很少用作 10kV 以上电力电缆的绝缘。由于它具有耐燃、耐油、耐电晕、耐化学腐蚀性和良好的耐水性，所以还广泛地用作电缆的护层材料。

2) 聚乙烯。聚乙烯由精制的乙烯聚合而成。它是一种乳白色的塑料，表面呈蜡状，薄的聚乙烯为半透明，厚的聚乙烯不透明，是较理想的电缆绝缘材料和护套材料。其主要优点是：绝缘电阻和电气强度高；耐热老化性能、低温性能及耐化学稳定性好；耐水性好，吸湿率极低，浸在水中绝缘电阻一般不下降。其缺点是接触火焰时易燃烧和熔融，软化温度低。

3) 交联聚乙烯。聚乙烯在高能射线或交联剂的作用下，能使线型的分子结构转变为体型的分子结构，使热塑性材料变成热固性材料。交联聚乙烯与一般聚乙烯相比，它的耐热变形性、高温下的机械性能、耐环境应力龟裂性能、耐热老化性能、耐化学稳定性和耐溶剂性都有提高和改进，而电气性能基本保持不变。采用交联聚乙烯作绝缘的电缆，长期工作温度可提高到 90℃，能承受的瞬时短路温度可达 170~250℃。

4) 橡胶和橡皮。橡胶一般分为天然橡胶和合成橡胶两大类。

天然橡胶电性能优良，拉伸强度、伸长率、柔软性和弹性均优于大多数合成橡胶，在 65℃ 及以下热稳定性良好。但天然橡胶耐油、耐溶剂性能和耐大气老化性较差，有可燃性。

乙丙橡胶是性能优良的合成橡胶之一，广泛用作 30kV 及以下电力电缆、直流高压电缆的绝缘材料。它的主要特点是具有优良的耐臭氧、耐气候、耐热老化性能和电气性能。

3.1.3 电缆的结构

1kV 及以下的电缆仍用橡皮或聚氯乙烯（PVC）绝缘；过去 6~35kV 的常用黏性浸渍的油纸绝缘，而更高电压常用充油电缆，现在后两者正被交联聚乙烯（XLPE）电缆所代替，它的额定电压已达 500kV。

3.1.3.1 纸绝缘、钢管充油及充气电缆

为使浸渍剂能在浸渍温度下实现对纸层的完善浸渍，而在工作温度下又不流动，过去常采用黏性浸渍剂来浸渍。但在运行过程中，特别是工作温度较高或敷设处落差较大时，这种绝缘内部很易形成气隙。因为黏性浸渍剂的热膨胀系数大，在负荷、温度有变动时体积改变显著，而铅铝护层又是缺乏弹性的，当受热后再冷却时，虽浸渍剂的体积已缩小，但护层可能已难以恢复原尺寸，因而形成空隙。这是引起其 $\tan\delta$ 增大的重要原因，特别是落差大时，浸渍剂逐渐向下流淌，导致上部空隙更多，于是黏性浸渍电缆过去也仅适用于 35kV 及以下的交流系统。

更高电压的油纸电缆改用黏度较小的电缆油浸渍，并加油压的办法，以减小油中气隙，提高绝缘强度。图 6.5-16

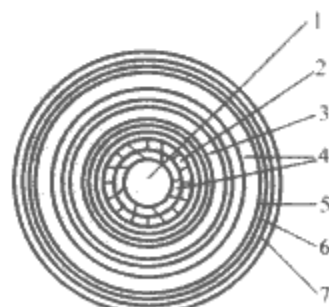


图 6.5-16 自容式充油电缆

1—油道；2—导电线芯；
3—绝缘；4—屏蔽；5—护套；
6—铠甲；7—外护套

所示的自容式充油电缆，就是利用在电缆两端的压力箱，使电缆油始终处于某油压（如 0.6MPa）下。而电缆包缠用的纸带也改用 0.045~0.075mm 的薄纸以代替常用的 0.12mm 厚的电缆纸，因为薄纸的电气强度高。但纸越薄，密度也大， $\tan\delta$ 增大，这应引起注意。110kV、220kV、330kV 低油压自容式电缆的绝缘厚度分别约为 10mm、18mm、25mm。

为进一步改善电缆中油纸的绝缘性能，有用烷基苯等合成油代替电缆油，用薄膜—纤维合成纸代替电缆纸的。

钢管充油电缆，如图 6.5-17 所示。管内油压比自容式高（如 1.5MPa），且以钢管为外护层，机械强度高；但三芯在同一钢管内，如一相故障也可能影响到其他相。

充气电缆的附属设备比充油电缆简单，适宜用于高落差处，而提高气压虽能提高工频击穿场强，但对冲击强度的提高不明显。因此充气电缆的许用工作场强明显低于充油电缆。近年来已有用管道充气电缆的，那是将单相或三相的导体直接装在金属管道内，而由 SF₆ 或其混合气体作为绝缘，以环氧绝缘子作为支撑。

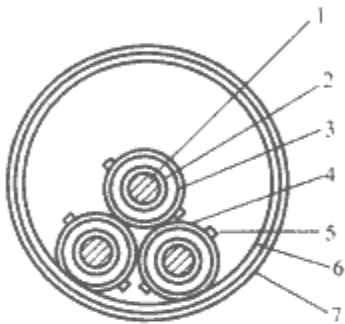


图 6.5-17 钢管充油电缆
1—载流芯；2—屏蔽；3—绝缘层；
4—屏蔽；5—半圆形滑丝；
6—钢管；7—防护层

3.1.3.2 橡皮及塑料电缆

其结构及工艺较简单，敷设落差无限制，早期主要用于 1~10kV 系统。

橡皮绝缘是以天然橡胶为主体，加进配合剂后经混炼、硫化而成。它对潮气的渗透性低，而弹性特别好，适用于要求高柔软性的移动式设备上，但可燃、不耐电晕、工作温度低。

乙丙、丁基等合成橡胶的耐电晕性等优于天然橡胶，但弹性差些。而硅橡胶的绝缘性能很好，特别是耐温性高，但价格较贵，主要用以制作合成绝缘子或电器的外护套。

低压塑料电缆常用聚氯乙烯绝缘，机械强度、耐酸碱性等都不错，且性能价格比高，广泛用以制造 10kV 及以下电缆。

聚乙烯（PE）的电气性能要好得多，而交联聚乙烯（XLPE），既保留了 PE 的优良电性能，又大大提高了耐热性及机械强度。表 6.5-4 所示为几种电缆用绝缘材料的特性对比。

表 6.5-4 电缆用绝缘材料的特性对比举例

| 性能 | 交联聚乙烯 | 聚乙烯 | 聚氯乙烯 | 乙丙橡胶 | 油纸 |
|------------------------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| 20℃体积电阻率($\Omega \cdot m$) | 10^{14} | 10^{14} | 10^{11} | 10^{13} | 10^{12} |
| 20℃,50Hz介电常数 | 2.3 | 2.3 | 5.0 | 3.0 | 3.5 |

续表

| 性能 | 交联聚乙烯 | 聚乙烯 | 聚氯乙烯 | 乙丙橡胶 | 油纸 |
|--------------------------|--------|--------|------|-------|-------|
| 20℃,50Hz损失角正切 | 0.0005 | 0.0005 | 0.07 | 0.003 | 0.003 |
| 导体最大工作温度(℃) | 90 | 75 | 70 | 85 | 65 |
| 抗张强度(N/mm ²) | 18 | 14 | 18 | 9.5 | — |
| 120℃下耐老化性能 | 优 | 熔 | 差 | 良 | 可 |
| -10℃下的柔软性 | 良 | 差 | 差 | 优 | — |

3.1.3.3 电缆接头盒

接头盒和终端接头盒用来连接电缆各部分及构成其终端。通常接头盒是在敷设电缆时才装配的。图 6.5-18 所示是充油电缆连接接头盒。连接接头盒绝缘的许用场强约为电缆原有绝缘的二分之一。黏性浸渍电缆的连接接头盒装在金属外壳里，外壳与电缆护层紧紧相连。芯线的工厂绝缘做成台阶形或锥形，然后用电缆纸包缠搭盖，构成芯线绝缘。芯线绝缘和外壳之间的空隙浸以加热了的沥青或环氧树脂。

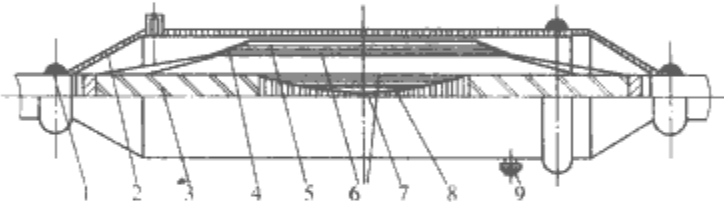


图 6.5-18 充油电缆连接接头盒
1—铅封；2—外壳；3—电缆；4—半导体屏蔽；5—接地屏蔽；
6—增绕绝缘；7—芯管；8—压接管；9—油嘴

6~10kV 电缆的终端接头盒做成漏斗状，灌以沥青或环氧树脂；干燥户内用的终端接头盒采用聚氯乙烯带和特种胶黏性漆制成的干接头。

充油或充气电缆的塞止式或半塞止式连接盒，由于要保证高压下的密封性和必需的电气强度，所以结构复杂。这些电缆的终端盒结构与套管结构相近（见图 6.5-19）。

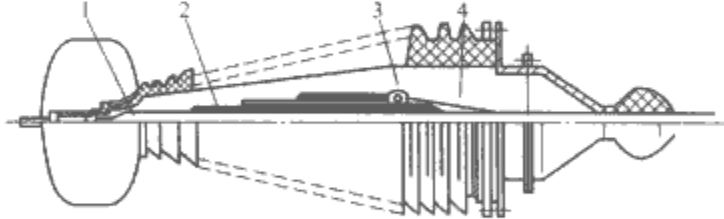


图 6.5-19 充油电缆用的增绕式终端盒
1—剥去金属护套后的电缆；2—增绕绝缘；
3—屏蔽环；4—应力锥

目前国内外流行使用的电缆接头盒如图 6.5-20 和图 6.5-21 所示。

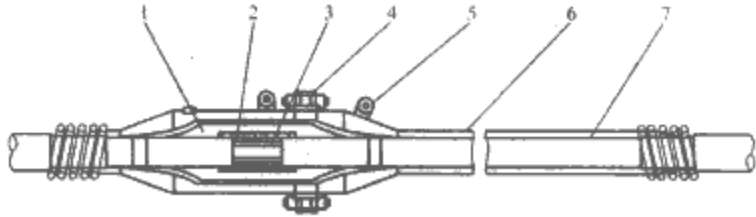


图 6.5-20 132kV 预模塑绝缘电缆接头盒
1—预模塑绝缘套筒；2—铝罩；3—插孔；4—包绝缘的接地环；
5—耳形连接；6—铜护罩；7—应力钢丝

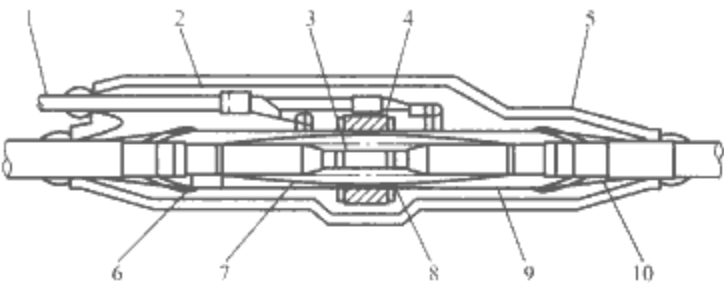


图 6.5-21 132kV 带绕绝缘电缆接头
1—同心铅封；2—沥青；3—套圈；4—绝缘环；5—玻璃纤维盒；6—热固性树脂；7—带绕绝缘；8—绝缘间隙；9—金属壳；10—加固铅结合

3.2 电容器

3.2.1 基本概念

电容器中绝缘介质除了作为绝缘外，另一个重要的作用，就是储存能量。因此，要求电容器单位体积所储存的能量要大，耐压要高，损耗要小，寿命要长，工艺性要好。

电力电容器中常采用卷绕式扁平电容式元件，如图 6.5-22 所示。其材料利用率高、体积小，每个极板（图中 A 及 B）的两个侧面都起到电容极板的作用。

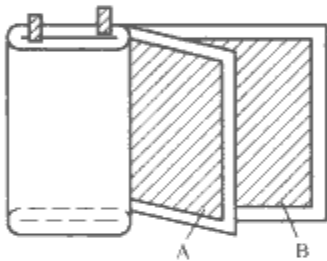


图 6.5-22 卷绕式扁平电容式元件示意图

3.2.2 电容器的分类

(1) 并联电容器。并联电容器常装在铁壳内，并联在电力线路上以补偿感性负荷，提高系统的功率因数。

(2) 串联电容器。它与线路串联，以补偿长距离线路的感抗，从而减小线路压降，改进电压调整率，提高传输容量。正由于串联在线路上，当出现很大的故障电流时，将引起串联电容器两端的电位差显著增高。因此在设计时串联电容器选取的工作场强比并联电容器低。

(3) 耦合电容器。耦合电容器直接接在高压输电线与地之间，作通信、测量、保护之用。它长期承受工频电压和通信用的高频信号（如 40~500kHz），还要经受高压线路上所出现的各种过电压。

(4) 交、直流滤波电容器。交、直流滤波电容器用在直流输电工程的换流站中，承担着滤除交直流侧谐波的作用；此外，还要经受高压线路上所出现的各种过电压。交流侧滤波电容器承担交流电压和谐波，直流侧滤波电容器承担直流电压和谐波。

(5) 其他类型电容器。脉冲电容器主要用于高电压脉冲装置中，如冲击电压（电流）发生器、振荡回路等。均压电容器并联在高压断路器的断口上，以改善各断口的电压分布。

由上可见，各种电力电容器的用途差别很大，工作场强选择也不同，然而其内部元件结构、材料、制造工艺及基本绝缘特性却极为相似。

3.2.3 电容器常用的绝缘介质

对电容器电介质的选择，首先考虑的是单位体积（或单

位质量）所储存的能量要大，然后是耐压高、损耗小、寿命长、工艺性好、成本低等。这样，就需要选择介电系数大、耐电强度高的材料作为电容器的介质。目前电容器常用的介质如下：

(1) 电容器纸。电容器纸用植物纤维制成。其特点是厚度薄（8~15 μm ），密度大（0.8~1.2g/cm³），机械强度高，含杂质少，耐电强度比其他电工用纸都高。电容器纸的主要技术指标列于表 6.5-5 中，表中同时列出电缆纸的主要技术指标，以供比较。

表 6.5-5 电容器、电缆纸的主要技术指标

| 材料名称 | 厚度 (mm) | 密度 (g/cm ³) | 击穿强度 (kV/cm) | 干燥时的 tan δ (100℃) | 水分 (%) | 油浸后的 ϵ_r |
|------|-------------|----------------------------|-----------------|--------------------------------|-----------|----------------------|
| 电容器纸 | 0.008~0.015 | 0.8~1.2 | 300~400 | <0.002 1 | 4~10 | 3~4 |
| 电缆纸 | 0.03~0.225 | 0.7~1.0 | 80~90 | <0.002 3 | 6~9 | 3~3.5 |

(2) 塑料薄膜。由于电容器纸的介质损耗较大以及其他一些弱点，要大幅度提高电容器的性能，必须采用新型介质。塑料薄膜已日益代替纸作为电容器极间介质。塑料薄膜的特点是机械强度、耐电强度都很高，中性或弱极性薄膜的 tan δ 值远比纸的小（如聚丙烯薄膜 tan δ <0.02%）， ϵ_r 及 tan δ 几乎与电源频率无关，可用于各种频率。但是塑料薄膜难以浸渍，而如果浸渍不好，薄膜耐电晕性能差，工作场强就难以提高，电容器容量就受到限制。

塑料薄膜的种类很多，如聚丙烯薄膜、聚苯乙烯薄膜、聚酯薄膜、聚碳酸酯薄膜等。目前聚丙烯薄膜已广泛用于电力电容器。

(3) 金属化纸和金属化薄膜。用纸和塑料薄膜作电容器介质时，都是用铝箔作极板的。而铝箔对浸渍剂有不良的化学作用。金属化纸和金属化薄膜，是在纸或薄膜上涂敷一层极薄的金属膜（一般为锌锡层或铝层）作为电极。金属薄膜的厚度仅为 0.05~0.1 μm ，比铝箔厚度小得多，可以大大节约金属材料 and 减轻电容器质量。特别是金属化纸和金属化薄膜有一突出的优点是具有“自愈性”，即当某处击穿时，短路电流使击穿部位周围金属膜熔化蒸发而自愈。这样，就显著地减少了介质中贯穿性导电质点和其他弱点对耐电强度的影响，从而提高了工作场强。用铝箔作极板时，考虑到介质中导电质点和其他弱点的存在，不得不在极板间至少用三层介质，以便让这些弱点互相错开，而金属化介质只要一层即可。

(4) 液体介质。对于纸和薄膜电力电容器，为了提高电气性能，必须浸渍液体介质，以填充纸或薄膜间或与极板间的气隙。在选用液体介质时，除应满足对电容器介质一般性能要求外，还应考虑以下特殊要求：①高电场作用下吸气性好；②要求黏度小、凝固点低、闪点高；③化学性能稳定，并能与电容器内其他材料稳定共存；④无毒或微毒。

电力电容器常用的液体电介质有：电容器油、苯甲基硅油、蓖麻油、十二烷基苯等。

3.2.4 电力电容器组合绝缘的电气性能

组合绝缘的 tan δ 的大小、极间介质的厚薄及电极面积的大小，都会影响电容器的整体电气强度。组合绝缘中所含气隙的状况对电容器电气强度的影响十分明显。交流电压下，气隙中的场强比纸层的高，但气隙的击穿场强却比纸层的低得多，于是首先发生局部放电，从而降低了组合绝缘的电气强度。

3.2.5 电容器许用工作场强的选择

油浸纸绝缘的短时间及长时间下的电气强度相差很大，据此，在选择电容器许用工作场强值时，要根据所要求的使用寿命及运行条件来确定，而且既要考虑工作电压下长期运行，也要考虑可能遇到的各种短时过电压的作用。几种类型的电容器在工作电压下的场强可见表 6.5-6。由表 6.5-6 可见，即使采用同样的材料，由于工作条件及要求的使用寿命不同，许用工作场强相差很大。

表 6.5-6 几种类型电容器常用的工作场强范围

| 电容器 类型 | | 介 质 类 别 | | 工作场强 (kV/mm) |
|-----------|-------|---------|-----------|-----------------|
| | | 液体介质 | 固体介质 | |
| 并联 | | 电容器油 | 电容器纸 | 12~14 |
| | | 苯甲基硅油 | 电容器纸 | 16~18 |
| | | 合成油 | 聚丙烯薄膜与纸复合 | 35~45(膜上) |
| 串联 | | 电容器油 | 电容器纸 | 11~12 |
| | | 苯甲基硅油 | 电容器纸 | 12~14 |
| | | 合成油 | 聚丙烯薄膜与纸复合 | 30~40(膜上) |
| 耦合 | | 电容器油 | 电容器纸 | 8~9 |
| 脉冲 | 冲击电压用 | 电容器油 | 电容器纸 | 55~60 |
| | 冲击电流用 | | | 45~55 |
| | 振荡回路用 | | | 50~55 |

4 电流互感器的绝缘

4.1 电流互感器绝缘的基本结构

电流互感器的一次绕组与被测电流的高压导线串联，处于高电位，而二次绕组与测量仪表连接，处于低电位。所以在初、二次绕组之间有很高的电位差。此外，互感器绝缘上也将受到各种过电压的作用。

额定电压 10~20kV 的电流互感器常用环氧树脂浇注。35kV 以上的电流互感器大多采用油纸绝缘。在 35~110kV 级常采用链形结构，二次绕组绕在环形铁心上，而一次绕组构成另外一个环形，这两个环像“8”字形（链形）那样彼此串起来，在每个环上都以电缆纸带包绕很多层，然后一起浸在充满变压器油的瓷套里。

“8”字形结构的绝缘层中的电场很不均匀，再加上包纸带时，由于环内、环外的半径不相同，就不可能包得很均匀，因而击穿电压较低、分散性较大。国产“8”字形结构的电流互感器的绝缘厚度可参见表 6.5-7。

表 6.5-7 电流互感器的绝缘厚度

| | | | |
|---------------|----|-----|-----|
| 额定电压 (kV) | 35 | 60 | 110 |
| 工频试验电压 (kV) | 95 | 155 | 250 |
| 一次绕组绝缘厚度 (mm) | 6 | 8 | 10 |
| 二次绕组绝缘厚度 (mm) | 6 | 10 | 20 |
| 绝缘总厚度 (mm) | 12 | 18 | 30 |

220kV 及以上的电流互感器采用电容型，一次绕组做成“U”字形，主绝缘全部包在一次绕组上，这样包绕纸带容易均匀，而且便于实现机械化。为进一步改善其电场分布，如同电容式套管那样，在绝缘中布置一定数量的均压极板——电容屏，最外层的屏要接地。在接地电容屏的外面，两侧各套 1~2 个带有二次绕组的铁心，如图 6.5-23 所示。

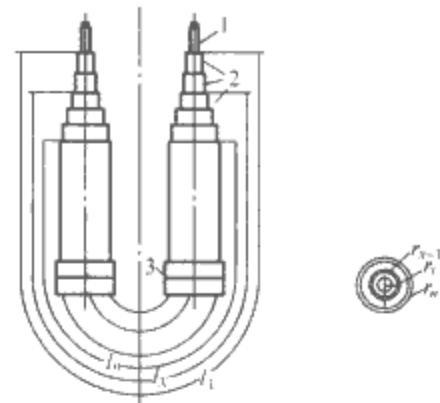


图 6.5-23 电容型电流互感器结构示意图
1——一次绕组；2—电容屏；3—二次绕组及铁心

4.2 干式、树脂浇注式电流互感器

干式、树脂式互感器结构形式分套管式、贯穿式、母线式和支柱式。根据使用要求，可制成单变比、多变比、单个二次绕组及多个二次绕组等。

4.2.1 干式电流互感器

干式电流互感器的一、二次绕组之间与铁心之间的绝缘介质由绝缘纸、玻璃丝带、聚酯薄膜带等固体材料构成，并经浸渍绝缘漆烘干处理。这种绝缘结构中空气间隙也作为绝缘介质。

二次绕组一般用 QZ 聚酯漆包线，多匝式互感器采用叠片铁心和酚醛塑料骨架绕上矩形绕组，母线式互感器采用环形铁心及绕组，层间绝缘用电缆纸，绕组外包绝缘纸板或玻璃丝带包好后浸绝缘漆烘干。一次绕组用玻璃丝包铜线，绕组外包玻璃丝带后浸绝缘漆烘干。将一、二次绕组及铁心和底座等组装在一起再涂以表面防护漆。

干式电流互感器结构简单，制造方便，但绝缘强度低，且受气候影响大，防火性能差，故只宜用于 0.5kV 及以下低压产品。

4.2.2 树脂浇注式电流互感器

合成树脂、填料、固化剂等组成的混合胶固化后形成的固体绝缘介质，具有绝缘强度高、机械性能好、防火、防潮等特点。混合胶在一定温度条件下，具有良好的流动性，可以填充细小的间隙，可以浇注成各种需要的形状，可以把金属及大多数绝缘材料牢固地黏结在一起，因此树脂混合胶是互感器理想的绝缘及成形介质。

目前我国普遍使用合成树脂材料，有不饱和树脂和环氧树脂两种。

4.3 油浸式电流互感器

油浸式电流互感器都是户外式产品。按主绝缘结构不同，它可分为纯油纸绝缘的链型结构和电容绝缘结构。我国生产的 66kV 及以下电流互感器多采用链型结构，而 110kV 及以上电流互感器则主要采用电容绝缘结构，其中正立式互感器采用 U 形（一次）电容绝缘结构，倒立式互感器则常采用吊环形（二次）电容绝缘结构。

高压电流互感器一次绕组大都由能够并联或串联的两个线段组成，可得到两个电流比；一般有 2~6 个二次绕组，其中 1~2 个作计量和测量用，其余的作保护用（P 级），有些二次绕组也设有抽头，以便从二次侧改变电流比。

5 高压断路器的绝缘

高压断路器是电力系统最重要的开关设备，担负着控

制和保护的双重任务，即根据电网运行的需要投入或退出相应的线路或电气设备。运行中的高压断路器要承受长期工作电压和各种短时过电压的作用，其绝缘必须满足耐受这些电压的要求。

高压断路器的绝缘主要有三个部分：一是导电部件对地之间的绝缘，通常由支持绝缘子或瓷套、绝缘拉杆和提升杆以及绝缘油或绝缘气体组成；二是同相断口间的绝缘；三是相间绝缘，各相独立的断路器的相间绝缘就是空气间隙。

断路器的总体结构随电压、电流等级和所用灭弧原理而异，绝缘方式大体可分为两种类型。

(1) 接地金属箱（或罐）型。这一类型断路器的结构特点是触头和灭弧室装于接地的金属箱中，导电回路靠绝缘套管引入，如图 6.5-24 所示。

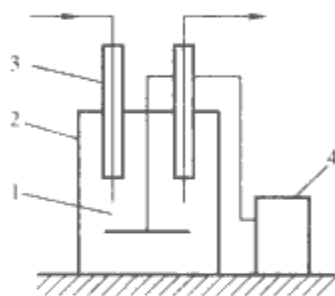


图 6.5-24 接地金属箱型断路器结构示意图
1—断口；2—金属箱；3—绝缘套管；
4—操动机构

(2) 套管支持型。这一类型断路器的结构特点是安置触头和灭弧室的容器（可以是金属筒，也可以是绝缘筒）处于高电位，靠支持套管对地绝缘，如图 6.5-25 所示。它的主要优点是可以用串联若干个开断元件和加高对地绝缘尺寸的方法组成更高电压等级的断路器，但前提是确保各个单元同步工作，如图 6.5-26 所示。

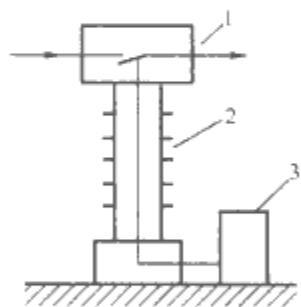


图 6.5-25 套管支持型断路器结构示意图
1—开断元件；2—支持套管；3—操动机构

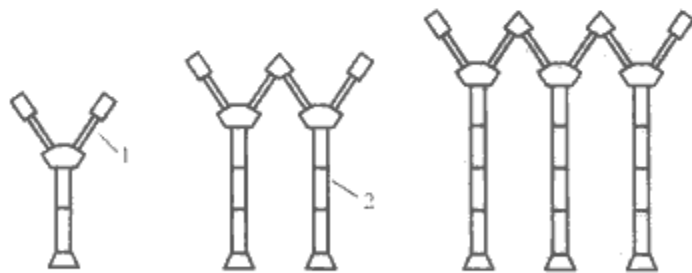


图 6.5-26 断路器的积木组合方式
1—开断元件；2—支持套管

少油断路器通常采用充油或纯瓷绝缘套管作为对地绝缘，绝缘拉杆一般用环氧玻璃布棒（环氧玻璃钢）。支持瓷套管内的油起到防止瓷套管的内壁凝水和保证绝缘提升杆的绝缘性能的作用。支持瓷套管的尺寸较长，有较大的绝缘裕度。高压少油断路器的断口间绝缘包括油中沿瓷套管内表面、玻璃钢筒内外表面以及动静触头之间的油层、

灭弧片表面等的复合绝缘。断口间绝缘距离的大小要满足试验电压和开断小电流时拉弧长度的要求，同时还要考虑油和灭弧片在开断短路电流后产生的碳化而导致的绝缘性能降低。

SF₆ 断路器的绝缘结构十分简单，在断口动、静触头之间的绝缘介质除了瓷套管外就是 SF₆ 气体，其对地绝缘包括 SF₆ 气体、绝缘瓷套管、绝缘拉杆。SF₆ 断路器是一种全封闭的结构，其内部绝缘不容易受潮。

6 高压电机的绝缘

6.1 高压电机常用的绝缘结构

高压旋转电机常用的绝缘材料主要有云母制品、绝缘漆和漆布等。旋转电机绕组的绝缘一般可分为主绝缘、匝间绝缘、股间绝缘和层间绝缘。主绝缘是指绕组对机身和对其他绕组间的绝缘，一般也称对地绝缘；匝间绝缘是指同一绕组的各线匝之间的绝缘；股间绝缘是指并联导线各股导线间的绝缘；层间绝缘是指绕组上下层之间的绝缘。这里主要讨论旋转电机定子绕组主绝缘（对地绝缘）常用的绝缘结构。

旋转电机定子绕组主绝缘的绝缘结构可以分为套筒式（又叫衬套式）绝缘和连续式绝缘两类。

6.1.1 套筒式绝缘

套筒式绝缘是在电机绕组的直线部分用大张云母箔包绕到所需的绝缘厚度，然后经过钢模热压而成。绕组端部则是用云母带作螺旋状包绕。包绕时，后一圈绝缘带将前一圈绝缘带搭盖上一半，称为半叠包绕。包绕达所需厚度后，外面再缠绕一层漆布带作防护层。在直线部分与端部绝缘交接处包绕成反锥形，如图 6.5-27 所示，以增加沿绝缘间隙表面放电的距离，即增加所谓爬电距离。

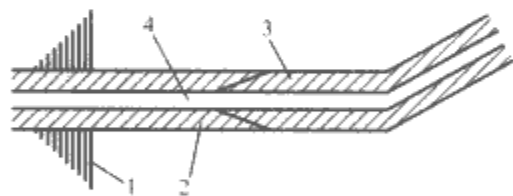


图 6.5-27 套筒式绝缘用的反锥形包绕的示意图
1—铁心；2—云母箔绝缘；3—云母带绝缘；4—铜线

套筒式绝缘工艺简单，成本较低，绝缘表面平整光滑。但是，此种结构由于直线部分与端线部分的绝缘存在接缝，即使采用反锥形使爬电距离增加，也仍然是电和机械的薄弱点，其击穿电压仅为槽部的 20%~40%；另外，大张的云母箔烘卷时，常在层间留下气隙，容易产生局部放电，介质损耗较大。目前，我国在大型电机制造时不采用此种结构，而是采用连续式绝缘。

6.1.2 连续式绝缘

连续式绝缘是在整个绕组上采用同一种绝缘带半叠包绕若干层，以达所需厚度，然后再外包几层纱布带，真空压力浸渍沥青胶，再解除外层纱布带而成。用作连续式绝缘的绝缘带的材料在不断的发展中，过去主要是用沥青云母带，近年来越来越广泛地应用新型绝缘，如环氧粉云母带。

连续式绝缘的直线部分与端部是同一种绝缘，直线与端线交接处的绝缘与槽部绝缘的电气强度相同。另外，由于经过真空压力浸胶，绝缘内部气隙极少，所以不容易产生局部放电，介质损耗小。但是，连续式绝缘的工艺复杂，成本较高。此外，由于浸渍沥青胶，受沥青胶软化点温度的限制，

连续式绝缘允许温度较低。

6.2 高压电机中的电场分布及防电晕措施

6.2.1 高压电机中的电场分布

在高压电机定子槽部的绕组与槽壁间存在一定的空气间隙，这样在具有高电位的导线与具有零电位的铁心之间既有固体绝缘层，又有薄层空气隙，两层介质互相串联，由于空气的介电系数比固体绝缘的小，因此在交流电压下电机槽部薄层空气隙中的电场较强，而空气的耐电强度远比固体绝缘的低，所以电机槽部薄层空气隙最容易发生电晕放电。另外，定子铁心槽部的棱角比较突出，特别是通风道处更是这样，这些地方电场强度很高，空气层更容易发生电晕放电。

电机绕组在制造过程中，尽管经过热压或浸胶，绝缘中难免存在气隙，这些气隙在高电压作用下也会发生电晕放电。

在高压电机端部出槽口处的电场分布就更为不均匀，不但存在沿绝缘表面的电场垂直分量，也存在很强的电场切线分量，其等效电路如图 6.5-28 所示。由图 6.5-28 中可见，由于体积电容 C_v 的分布作用，体积电容电流分布不均匀，越是靠近槽口，电容电流越大，沿绝缘表面的电位梯度越高，电场越强，越是容易发生电晕放电，因此电机端部槽口处的电晕常常比槽内的更为严重。

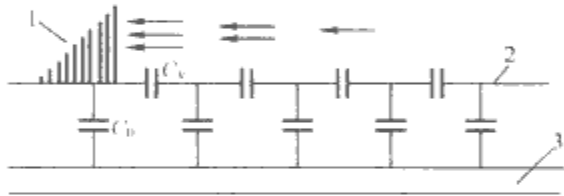


图 6.5-28 线圈从槽中伸出处的等效电路
1—铁心；2—绝缘表面；3—导线；
 C_v —体积电容； C_o —导线对地电容

6.2.2 高压电机的防电晕措施

电晕放电危害很大，从实践中可以看到，电晕会使电机绝缘表面出现白色或黄色粉末，严重时可以使绝缘表面烧成许多如虫蛀的小洞，明显地缩短电机的使用寿命。因此，无论制造厂还是运行部门都十分重视电机的防晕问题，采取各种措施减少或防止电晕的发生。

6.2.3 高压电机转子绕组绝缘

大型电机的凸极式转子绕组绝缘和隐极式转子绕组槽部绝缘分别如图 6.5-29 和图 6.5-30 所示。

通常，气体外冷和水内冷转子绕组分别由实心扁铜线和

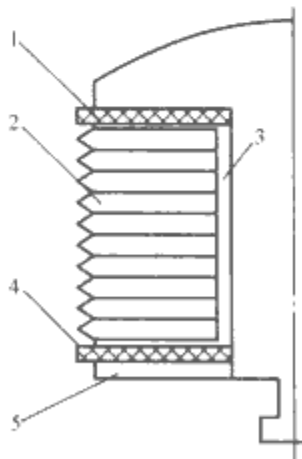


图 6.5-29 大型电机凸极式
转子绕组绝缘结构示意图
1—上托板；2—匝间绝缘；3—极身绝缘；
4—下托板；5—压圈

扁铜管连续绕制而成。而氢内冷转子绕组则采用异形导线（将实心导线经纵向铣槽或横向冲孔制得）弯成半匝式。每个磁极的绕组都同心地嵌放在铁心槽内，每极各绕组间在端部连接起来构成整个绕组。

转子绕组绝缘可分为槽部绝缘和端部绝缘两部分。

(1) 槽部绝缘结构。槽部绝缘包括匝间绝缘 4 和主绝缘槽衬 5，见图 6.5-30。转子绕组匝间绝缘常采用隔匝半叠绕云母带（即在未绕包绝缘的导线两侧放置半叠绕云母带的导线），在首、末端的 2~3 匝连续包扎以提高其承受冲击电压的能力，并将首、末匝半叠包一层玻璃带，以提高机械强度。有的转子绕组采用云母带连续包绕的铜线绕制，在匝间再垫云母板。

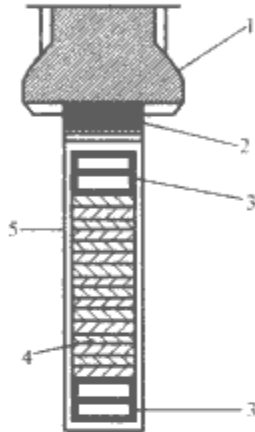


图 6.5-30 气体外冷隐极式
转子绕组槽部绝缘示意图
1—槽楔；2—楔下绝缘垫条；3—首末匝
绝缘；4—匝间绝缘；5—槽衬

槽部主绝缘又称槽衬 5，采用由胶云母板或环氧云母板烘压成型的槽套。在制造过程中，槽衬呈开口形状，当绕组嵌入槽内之后，将其末端烘软叠合。槽衬的厚度由材料的电气强度、机械强度和热阻来确定，其耐受电压的能力一般应不低于 20kV，绝缘中的温度降低应不超过 30℃。

楔下绝缘垫条 2 通常采用云母板或环氧酚醛玻璃布板。为减少云母的使用量，现在许多发电机转子槽衬、匝间绝缘等都采用环氧酚醛玻璃布板，它的耐热性和机械强度都很好。

转子绕组槽内部分用槽楔 1 压紧、固定。槽楔的强度要能够承受它本身和铜线的向心力的作用。通常，槽中央部分的槽楔用高强度铝合金制成，槽两端用铝青铜制成。

(2) 端部绝缘结构。采用悬挂式护环的转子绕组端部绝缘结构见图 6.5-31。端部绕组的间隙用层压板制成的垫块 5 嵌紧，以防止运行时绕组移动。绕组与悬挂式护环 2 间垫的环氧玻璃布扇形板，称为护环绝缘 6。对大型电机还须在绕组与护环绝缘之间垫一层聚四氟乙烯薄膜，使护环 2 在热胀冷缩时易于滑动，以免损伤绝缘。

转子绕组的引出端一般采用集环电刷结构，绕组的两端

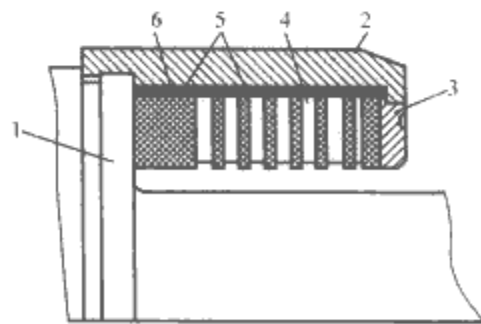


图 6.5-31 转子绕组端部绝缘结构示意图
1—转子本体；2—护环；3—中心环；4—转子绕组
端部；5—垫块；6—护环绝缘

用引出线接到滑环上，再经电刷引出。滑环与转子本体之间的绝缘采用云母或环氧玻璃布筒等材料。

另外，为防止轴电流产生强烈的电弧，烧伤轴承等部件，大型电机须加垫轴承绝缘，一般采用酚醛层压布板或环氧酚醛层压玻璃布板。

7 气体绝缘电气设备

六氟化硫（SF₆）是由氟和硫反应生成的气体，起初作为绝缘气体使用于核物理领域的高压装置，以及用作断路器的绝缘和灭弧介质。之后出现了六氟化硫金属封闭开关设备（Gas Insulated Switchgear, GIS），这是一种将变压器以外的其他设备全部封闭在接地金属外壳内的气体绝缘变电站，壳内充以 0.3~0.4MPa 的 SF₆ 作为相间和相对地的绝缘。此外，SF₆ 气体还作为绝缘介质，使用于电缆、电流互感器、电压互感器、套管、电力变压器、避雷器和试验变压器等设备中。

SF₆ 在高压电气设备中得到广泛应用，是因为采用这种气体的电气设备有很多优点。例如，由于 SF₆ 气体的高介电强度，采用 SF₆ 绝缘的金属封闭式变电站的占地面积比空气绝缘的敞开式变电站少很多，以 500kV 系统而言，前者占地面积只有后者的 5%。金属封闭式变电站的绝缘不受环境条件和环境污染的影响，运行安全可靠。

电气设备中，SF₆ 绝缘结构可分为以下几种基本类型：

(1) SF₆ 气体间隙绝缘。SF₆ 气体间隙绝缘是 SF₆ 设备中的主要绝缘结构，要求电场尽可能均匀，可采用同轴圆柱结构，导体拐弯部分制成圆弧形（见图 6.5-32）。

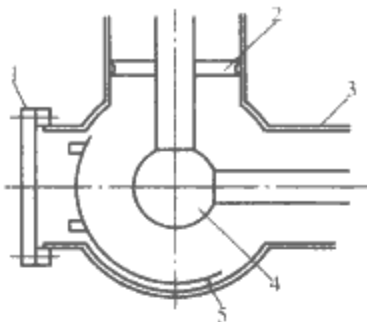


图 6.5-32 SF₆ 单相电缆直角拐弯结构
1—安装盖；2—加固环；3—外壳；4—导杆
连接球；5—球罩

(2) SF₆-固体介质分界面绝缘。SF₆ 设备中，为固定高压导体，需采用支撑绝缘子（见图 6.5-33），这就出现了 SF₆-固体介质分界面的绝缘。

(3) 出线绝缘及 SF₆-薄膜组合绝缘。出线绝缘指 SF₆ 设备高压引出线的绝缘。高压导体与接地外壳之间采用 SF₆ 作为主要绝缘，并用瓷套将 SF₆ 与其他介质（如空气、油）隔离。

SF₆-薄膜组合绝缘主要应用于 SF₆ 变压器和互感器中，作为导线的匝间和层间绝缘。

迄今尚未发现性能优于 SF₆ 的单一绝缘气体。因为虽然有耐电强度与 SF₆ 接近或更高的气体，但有的液化温度过高，有的在放电时会析出碳微粒，有的具有毒性，因而仍需作进一步研究。有可能在近期内部分取代 SF₆ 的是混合气体绝缘，如 SF₆-N₂ 和 SF₆-CO₂ 混合气体。

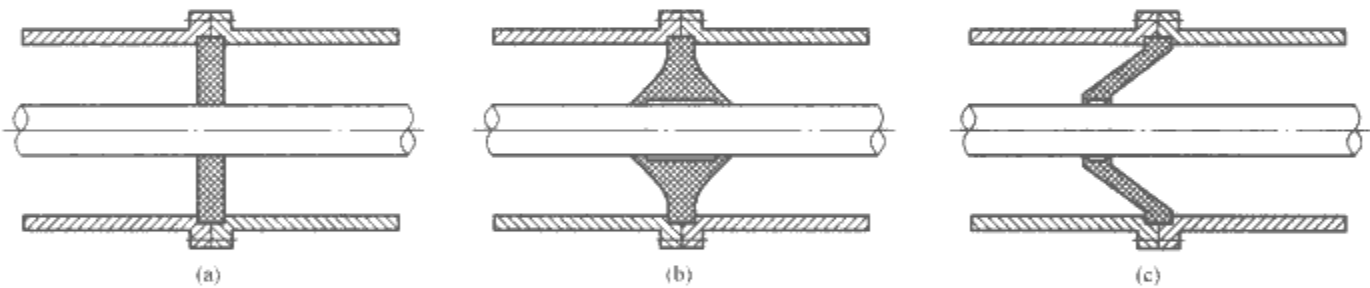


图 6.5-33 SF₆ 电缆中使用的支撑绝缘子
(a) 圆板形；(b) 盘形；(c) 锥形

第6章 线路和绕组中的波过程

架空线、电缆线、变压器及电机的绕组,在冲击电压(雷电及操作冲击电压)下都会在系统中产生电磁暂态过程,形成一定的过电压,对于它们的分析都应按分布参数电路来进行。即使是相对简单的分布参数电路,要得到暂态过程的解析解已经比较复杂。对于工程上经常遇到的复杂电路,求解析解变得相当困难,一般都用计算机进行数值计算。因此,本章主要介绍一些有关波过程的基本概念。

1 线路中的波过程

1.1 线路中波过程产生

当组成实际电路的部件和连接导线的最大线性尺寸可以和沿电路周围空间传播的电磁波的波长相比较时,则必须考虑实际电路参数的分布性,也就是采用分布参数电路作为实际电路的模型。分布参数电路中的电磁暂态过程属于电磁波的传播过程,简称波过程。波过程的分析 and 计算是过电压和绝缘配合的理论基础。

在均匀无损传输线上,同一时刻同一地点同一方向电压波与电流波之比 Z 为

$$Z = u/i = \sqrt{L_0/C_0} \quad (6.6-1)$$

式中: L_0 和 C_0 单位长度线路的电感和电容。

以上得到的 Z 是一个实数,具有电阻的量纲,称为线路的波阻抗。

实际上导线不可能无穷长,传输线上不仅有前行的电压波 u_f 、电流波 i_f ,还有反射回来的反行电压波 u_b 及电流波 i_b ,线路上任意一点的电压与电流均为前行的电压波、电流波与反行的电压波、电流波之叠加。即

$$\begin{cases} u(x,t) = u_f + u_b \\ i(x,t) = i_f + i_b \end{cases} \quad (6.6-2)$$

规定电压波 u_f 、 u_b 的正负号只决定于导线对地电容上电荷的正负号,与运动方向无关,并规定沿 x 正方向运动的与正电荷相应的电流波为正方向。按照规定电压波符号的规定,前行波 u_f 、 i_f 总有相同的正负号,而反行波 u_b 、 i_b 总是异号,即

$$u_f/i_f = Z \quad (6.6-3)$$

$$u_b/i_b = -Z \quad (6.6-4)$$

若波沿传输线传播时,遇到线路参数发生突变,即波阻抗发生突变的节点时,都会在波阻抗发生突变的节点上产生折射与反射。

在实际线路上,由于电阻或电导损耗的存在,波在传播过程中总会发生不同程度的衰减与变形。造成波传播过程中衰减与变形的主要原因有三种:导线电阻和线路对地电导,大地电阻和地中电流等效深度的影响,冲击电晕的影响。

1.2 均匀无损导线中的波过程

实际电力系统的交直流输电线路都属于多导线线路,而且沿线的电磁场及损耗情况也不可能完全相同,因此所谓的均匀无损导线实际上是不存在的。但为了更清晰地分析波过程的物理本质和基本规律,一般都暂时忽略线路的电阻或电

导损耗,假设沿线各处参数处处相同,即从图 6.6-1 所示的均匀单根无穷长无损线开始分析。

在图 6.6-1 中, $t=0$ 时均匀单根无穷长无损线的首端合闸于直流电压源 E 。 $t=0$ 以后,近处的电容 ΔC 立即充电,而远处的电容由于电感的存在需隔一段时间才能充上电,并向更远处的电容放电,即有一个电压波以一定速度沿 x 方向传播,在导线周围逐步建立起电场的过程。同样由于电容的充电在电感中也有一个电流流过,从而也有一个电流波同时沿 x 方向传播,在导线周围逐步建立起磁场的过程。电压波与电流波沿线路的流动也就是电磁波沿线路的传播过程。

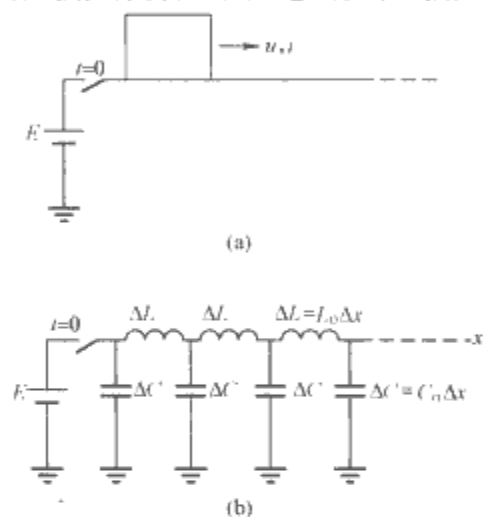


图 6.6-1 单根无损线上的波过程

(a) 单根无损线首端合闸于 E ; (b) 等效电路

在某一时刻电磁波到达 x 点,则长度为 x 的导线电容为 $C_0 x$,此电容充电到 $u=E$,即获得电荷 $C_0 x u$,这些电荷是在 t 时间内经电流波 i 传送过来的,因此

$$C_0 x u = i t \quad (6.6-5)$$

另一方面在 t 时间内,长度为 x 的导线上已有电流 i ,电感为 $L_0 x$,产生的磁链为 $L_0 x i$,这些磁链是在 t 时间内建立的,导线上的感应电动势为

$$u = L_0 x i / t \quad (6.6-6)$$

两式中消去 t ,得到线路的波阻抗 Z 为

$$Z = u/i = \sqrt{L_0/C_0} \quad (6.6-7)$$

对架空线路,单位长度的电容和电感为

$$C_0 = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln \frac{2h}{r}} \quad (6.6-8)$$

$$L_0 = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{2h}{r} \quad (6.6-9)$$

式中: $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \text{ F/m}$; $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$; r 、 h 分别为导线半径及对地高度。因此将式 (6.6-8)、式 (6.6-9) 代入式 (6.6-7) 得

$$Z = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \ln \frac{2h}{r} = 60 \ln \frac{2h}{r} \quad (6.6-10)$$

一般单导线架空线路 $Z \approx 500 \Omega$,分裂导线因其等效半径增大, C_0 增大, L_0 减小,故波阻抗减小, $Z \approx 300 \Omega$ 。对于电缆,相对磁导率 $\mu_r = 1$,磁通主要分布在电缆芯子和铅包外壳之间,故 L_0 较小;又因相对介电系数 $\epsilon_r \approx 2 \sim 4$,芯子

和外壳间距离很近, C_0 比架空线路大得多。因此电缆的波阻抗比架空线要小得多, 数值在几欧到几十欧之间。

从式 (6.6-5) 和式 (6.6-6) 中消去 u 和 i , 可得波的传播速度为

$$v = \frac{x}{t} = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \quad (6.6-11)$$

对架空线路, 由式 (6.6-8) 和式 (6.6-9) 容易知道 $v=3 \times 10^8 \text{ m/s}$, 即沿架空线传播的电磁波的波速等于空气中的光速。对电缆线 $v \approx 1.5 \times 10^8 \text{ m/s}$, 传播速度较低, 约等于光速的一半。因此, 减小绝缘介质的介电常数可以提高电缆线中电磁波的传播速度。

对波的传播也可以用电磁能量的角度来分析。在单位时间里, 波走过的长度为 v , 在这段导线的电感中流过的电流为 i , 在导线周围建立起磁场, 相应的能量为 $(vL_0)i^2/2$ 。由于电流对线路电容充电, 使导线获得电位, 其能量为 $(vC_0)u^2/2$ 。根据式 (6.6-7), 可以有 $u = iZ$, 则不难证明

$$\frac{1}{2}(vL_0)i^2 = \frac{1}{2}vL_0\left(\frac{u}{Z}\right)^2 = \frac{1}{2}vL_0\frac{C_0}{L_0}u^2 = \frac{1}{2}(vC_0)u^2 \quad (6.6-12)$$

这就是说: 电压、电流沿导线传播的过程, 就是电磁场能量沿导线传播的过程, 而且导线在单位时间内获得的电场能量和磁场能量相等。

式 (6.6-2) ~ 式 (6.6-4) 是反映均匀单根无损线波过程基本规律的三个基本方程。从这些基本方程出发, 加上初始条件和边界条件, 就可以计算线路上的电压和电流。但必须注意的是波阻抗与集中参数电阻有本质的不同, 两者的主要区别在于:

(1) 波阻抗表示同一方向的电压波与电流波的比值, 电磁波通过波阻抗为 Z 的导线时, 能量以电能、磁能的方式储存在周围介质中, 而不是被消耗掉。

(2) 若导线上前行波、反行波同时存在时, 导线上总电压与总电流的比值不再等于波阻抗, 即

$$\frac{u(x,t)}{i(x,t)} = \frac{u_f + u_b}{i_f + i_b} \neq Z$$

(3) 波阻抗 Z 的数值只决定于导线单位长度的电感 L_0 与电容 C_0 , 与线路长度无关。

(4) 为了区别不同方向的流动波, 波阻抗前有正、负号。

1.3 波的折射、反射与衰减、变形

若波沿传输线传播时, 遇到线路参数发生突变, 即波阻抗发生突变的节点时, 都会在波阻抗发生突变的节点上产生折射与反射。

对图 6.6-2, 当无穷长直角波 $u_1 = E$ 沿线路 1 到达 A 点后, 在线路 1 上除 u_f, i_f 外, 又有了新产生的反行波 u_b, i_b , 则线路 1 上总的电压及电流为

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= u_f + u_b \\ i_1 &= i_f + i_b \end{aligned} \right\} \quad (6.6-13)$$

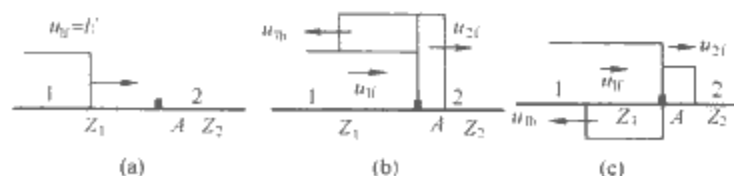


图 6.6-2 波通过节点

(a) 波通过节点前; (b) 波通过节点后, $Z_2 > Z_1$ 时;
(c) 波通过节点后, $Z_2 < Z_1$ 时

假设线路 2 为无限长, 或在线路 2 末端尚未产生反射波以前, 则线路 2 上只有前行波, 线路 2 上总的电压及电流为

$$\left. \begin{aligned} u_2 &= u_f \\ i_2 &= i_f \end{aligned} \right\} \quad (6.6-14)$$

然而对节点 A, 只能有一个电压及电流, 即 A 点左右两边的电压相等, 两边的电流相等, 即 $u_1 = u_2, i_1 = i_2$, 于是

$$\left. \begin{aligned} u_{1f} + u_{1b} &= u_{2f} \\ i_{1f} + i_{1b} &= i_{2f} \end{aligned} \right\} \quad (6.6-15)$$

将 $\frac{u_{1f}}{i_{1f}} = Z_1, \frac{u_{2f}}{i_{2f}} = Z_2, \frac{u_{1b}}{i_{1b}} = -Z_1, u_{1f} = E$ 代入式 (6.6-15), 整理得

$$\left. \begin{aligned} u_{2f} &= \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2} E = \alpha E \\ u_{1b} &= \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2} E = \beta E \end{aligned} \right\} \quad (6.6-16)$$

即

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2} \\ \beta &= \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2} \\ \alpha &= 1 + \beta \end{aligned} \right\} \quad (6.6-17)$$

式中: α 、 β 分别称为折射系数与反射系数。

以上波的折射、反射系数虽然是从两段波阻抗不同的线路上推导得出的, 其实它们也适用于线路末端接有不同集中负载的情况。下面就结合一些典型情况来计算折射波、反射波, 并分析其物理概念。

1.3.1 末端开路时的折反射

此时, $Z_2 = \infty$, 由式 (6.6-16) 得 $\alpha = 2, \beta = 1$, 即末端电压 $U_2 = u_{2f} = 2E$, 反射电压 $u = E$, 而末端电流 $i_2 = 0$, 反射电流 $i_{1b} = -\frac{u_{1b}}{Z_1} = -\frac{E}{Z_1} = -i_{1f}$ 。

将上述计算结果画在图 6.6-3 中, 即可清楚地看出, 由于末端波的反射, 在反射波所到之处, 导线上各点的电压提高了一倍, 而电流降为零。

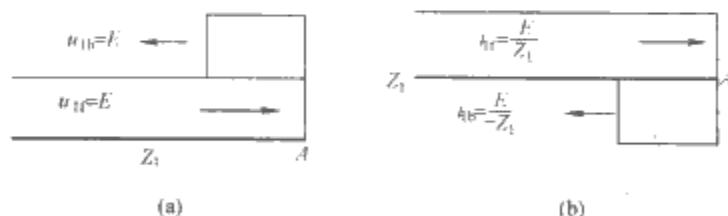


图 6.6-3 末端开路时的折、反射
(a) 电压波; (b) 电流波

1.3.2 末端短路时的折、反射

此时, $Z_2 = 0$, 由式 (6.6-16) 得 $\alpha = 0, \beta = -1$, 即线路末端电压 $U_2 = u_{2f} = 0$, 反射电压波 $u_{1b} = -E$, 反射电流波 $i_{1b} = -\frac{u_{1b}}{Z_1} = -\frac{-E}{Z_1} = i_{1f}$ 。在反射波到达范围内, 导线上各点电流为 $i_1 = i_{1f} + i_{1b} = 2i_{1f}$ 。

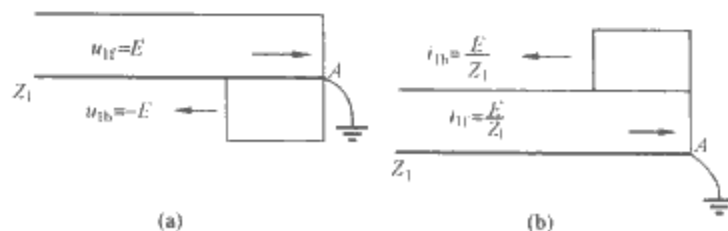


图 6.6-4 末端接地时的折、反射
(a) 电压波; (b) 电流波

1.3.3 末端接集中负载时的折反射

当线路末端接集中参数负载 R 时, 上述式 (6.6-2) ~ 式 (6.6-4) 依然适用, 只不过此时式中 $Z_2 = R$, 不同之处在于波阻抗 Z_2 不消耗能量而集中负载 R 将消耗能量。按照在线路 1 的末端即在集中参数负载 R 上是否发生波的折反射的状况, 可分为 $R = Z_1$ 及 $R \neq Z_1$ 两种情况。

当 $R \neq Z_1$ 时, 来波将在集中负载上发生折反射。而当 $R = Z_1$ 时, $\alpha = 1$, $\beta = 0$, $u_{1b} = 0$, $i_{1b} = 0$, 既无反射电压波也无反射电流波, 由 Z_1 传输过来的能量全部消耗在 R 中, 线路 1 上电压波及电流波不发生任何变化, 如图 6.6-5 所示。

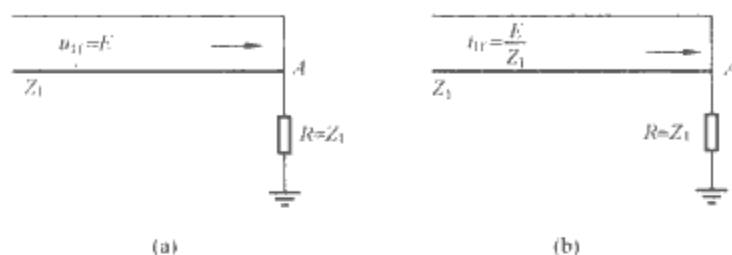


图 6.6-5 末端接集中负载 $R = Z_1$ 时波的传播
(a) 电压波; (b) 电流波

1.3.4 波的衰减与变形

在实际线路上, 波在传播过程中总会发生不同程度的衰减与变形。造成波传播过程中衰减与变形的主要原因有以下三种。

(1) 导线电阻和线路对地电导。考虑到单位长度导线电阻 R_0 和单位长度线路对地电导 G_0 时的单根有损长线的单元等效电路如图 6.6-6 所示。导线电阻和对地电导都会消耗能量, 因而都会引起传输过程中波的衰减。当线路参数满足式 (6.6-18) 的条件时波在传播中只有衰减而没有变形。因为此时波在每单位长度线路上的磁能能和电场能之比, 恰好等于电流波在单位长度导线电阻上的热损耗与电压波在线路电导上的热损耗之比。所以此时电阻 R 和电导 G 的存在不会引起波传播过程中电能与磁能的相互交换, 电磁波只是逐渐衰减而不会变形

$$R_0 C_0 = L_0 G_0 \quad (6.6-18)$$

式 (6.6-18) 称为波传播的无变形条件, 或无畸变条件。实际的输电线路一般都不满足此无变形条件, 因此波在传输过程中不仅会衰减, 同时还会产生变形。

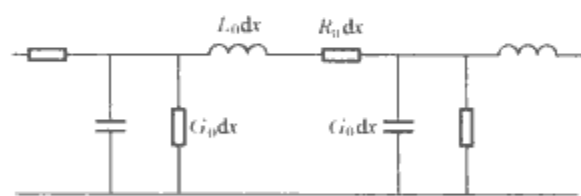


图 6.6-6 单根有损长线的单元等效电路

此外, 由于集肤效应, 导线电阻随频率的增加而增加。任意波形的电磁波可分解为不同的频率分量。因各种频率下电阻的不同而衰减不同, 也会引起波传播中的变形。

(2) 大地电阻和地中电流等效深度的影响。在多导线系统中, 由于土壤导电性能相对较差, 地中电流的等效深度远大于静电镜像深度, 使其线序分量和以大地为回路的零序分量的传播速度不同, 引起波的变形。同时由于大地的频率特性, 当频率增加时, 地中电阻增大, 波的衰减增加, 也使波的变形加大。

(3) 冲击电晕的影响。当导线上的电压升高, 导线表面电场强度增加, 超过导线表面电晕起始场强时, 导线周围的空气将发生电晕。当雷电冲击波沿架空线传播时, 由于电晕的作用, 导线半径相当于增大, 相当于 C_0 增大, 波阻抗减小。此时波速会相应地减小, 即高电压部分的冲击波比低电

压部分的冲击波的传播速度要慢一些, 从而冲击电晕不仅消耗了能量, 引起波的幅值衰减, 而且减缓了冲击波的波头陡度, 引起了波的变形。

1.4 通过并联电容与串联电感的波过程

1.4.1 彼德逊法则

图 6.6-7 中, 任意波形的前行波 U_1 到达 A 点后, 我们现在来看一下 A 点的电压波形。 Z_2 可以是长线路, 也可以是任意的集中阻抗, 按式 (6.6-2), 有

$$\begin{cases} u_{1f} + u_{1b} = u_2 \\ i_{1f} + i_{1b} = i_2 \end{cases} \quad (6.6-19)$$

将 $i_{1f} = \frac{u_{1f}}{Z_1}$, $i_{1b} = -\frac{u_{1b}}{Z_1}$ 代入上式, 解得

$$2u_{1f} = u_2 + Z_1 i_2 \quad (6.6-20)$$

从式 (6.6-19) 可以看出, 仅计算 A 点电压时, 可将图 6.6-7 (a) 的分布参数电路等效为图 6.6-7 (b) 的集中参数电路: 线路波阻抗 Z_1 用数值相等的电阻来代替, 把入射电压波 u_{1f} 的 2 倍作为等效电压源。这就是计算节点电压 u_2 的等效电路法则, 亦称彼德逊法则。

利用这一法则, 可以把分布参数电路中波过程的许多问题, 简化成一些集中参数电路的暂态计算。 u_1 可以是任意波形, Z_2 可以是任意阻抗。但必须注意如果 Z_1 、 Z_2 是有限长度线路的波阻抗, 则上述等效电路只适用于在 Z_1 、 Z_2 端部的反射波尚未回到 A 点以前的时间内。图 6.6-7 (b) 仅是电压源形式的等效电路, 当遇到电流源的情况时, 也可将图 6.6-7 (b) 转换成电流源形式的等效电路。

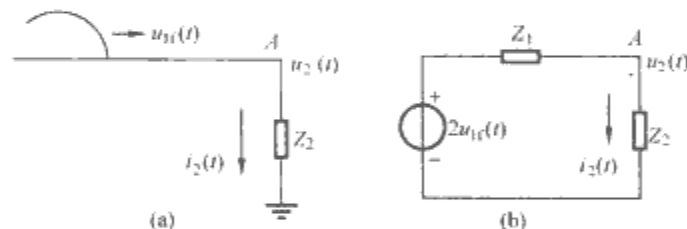


图 6.6-7 计算折射波的等效电路 (电压源)

(a) 分布参数电路; (b) 集中参数电路

1.4.2 波通过并联电容

如图 6.6-8 (a) 所示, 在节点 A 处有集中参数的电容 C , 并联于线路上, 侵入波为无穷长直角波。利用彼德逊法则可画出等效电路, 如图 6.6-8 (b) 所示, 进而可求得 A 点电压为

$$u_A(t) = \alpha E (1 - e^{-t/T}) \quad (6.6-21)$$

其中 $\alpha = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2}$, $T = C \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}$ 。 A 点电压最大陡度为

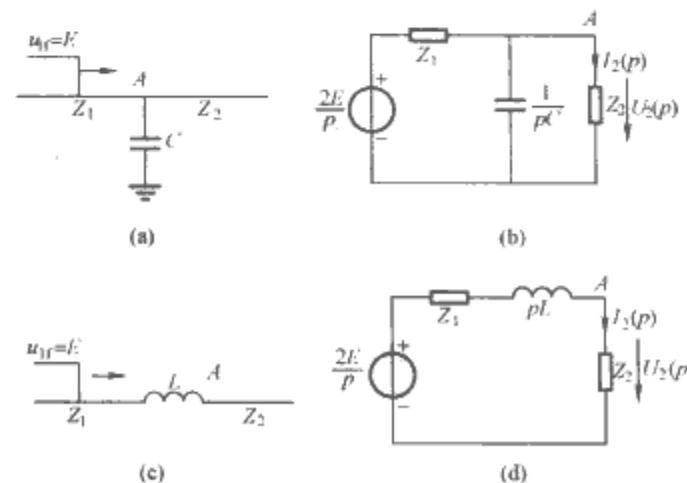


图 6.6-8 波通过电感和电容

(a) 波通过电容; (b) 波通过电容的等效电路;
(c) 波通过电感; (d) 波通过电感的等效电路

$$\left(\frac{du_A}{dt}\right)_{\max} = \frac{du_A(t)}{dt} \Big|_{t=0} = \frac{\alpha E}{T} = \frac{2E}{Z_1 C} \quad (6.6-22)$$

1.4.3 波通过串联电感

如图 6.6-8 (c) 所示, 在节点 A 前串联有集中参数电感 L , 侵入波仍为无穷长直角波。利用彼德逊法则画出等效电路如图 6.6-8 (d) 所示, 进而求得 A 点电压为

$$u_A(t) = \alpha E (1 - e^{-\frac{t}{T}}) \quad (6.6-23)$$

其中 $\alpha = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2}$, $T = \frac{L}{Z_1 + Z_2}$ 。A 点最大电压陡度为

$$\left(\frac{du_A}{dt}\right)_{\max} = \frac{du_A(t)}{dt} \Big|_{t=0} = \frac{\alpha E}{T} = \frac{2EZ_2}{L} \quad (6.6-24)$$

从式 (6.6-21) ~ 式 (6.6-24) 这四式可见, 侵入波通过并联电容或串联电感后, 由直角波变成了指数波, 波头陡度大大下降。因而在防雷保护中常用来减小雷电波的陡度, 以保护电动机的匝间绝缘, 只要加大 C 或 L 的值, 即可将侵入波陡度限制在一定的许可范围内。

直角侵入波通过电容及电感后的电压波形如图 6.6-9 所示。

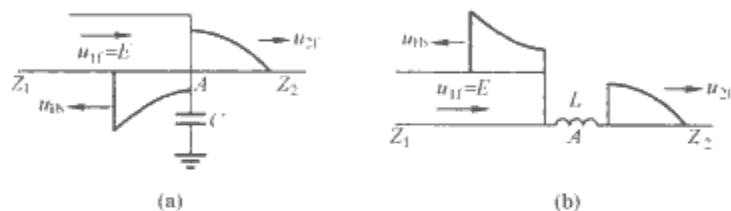


图 6.6-9 经过电容和电感以后的电压波形

(a) 经过并联电容的电压波形; (b) 经过串联电感的电压波形

2 绕组中的波过程

电力系统的电磁波过程也发生在变压器和电机的绕组中。在雷电或操作冲击电压的作用下, 变压器和电机绕组内部将出现复杂的电磁暂态过程, 使其主绝缘 (绕组对地、绕组之间) 和纵绝缘 (绕组的匝间、层间或线饼间) 可能受到很高的过电压而损坏。绕组中的波过程和输电线路中的波过程又有所不同, 本节专门对此进行介绍。

2.1 绕组中波过程产生

变压器绕组在冲击电压作用下产生的过电压, 主要由绕组内部的电磁振荡过程和绕组之间的静电感应、电磁感应过程所引起。这两个过程通常统称为变压器绕组的波过程。一般这两个过程同时发生, 但是在具体条件下, 总是某一过程起主要作用。

变压器绕组在 $t=0$ 时的特性由其纵向电容和对地电容组成的电容链决定, 此电容可用一个集中电容 C_T 来等效。 C_T 叫做变压器的入口电容。

当冲击电压波侵入变压器某一绕组时, 除在该绕组上产生振荡过电压外, 由于高、低压各绕组之间存在着静电感应 (耦合) 和电磁感应 (耦合), 在变压器的其他绕组上也可能出现很高的感应 (耦合) 过电压, 这就是变压器绕组之间的波过程, 也叫做绕组之间的电压传递。

2.2 变压器绕组的波过程

单绕组变压器的波过程比较简单, 物理概念清楚, 具有变压器绕组波过程的典型特征, 是分析各种实际变压器波过程的基础。本节介绍暂略去二次绕组的影响。研究单相变压器一次绕组中的波过程。

三相变压器绕组波过程的规律与单相变压器绕组基本上

相同, 只是随着三相绕组的接线方式和单相、两相或三相进波的不同有所差异。

2.2.1 单相变压器绕组的等效电路和电位方程

为了简化计算, 便于定性分析, 略去绕组的损耗和各部分之间的互感, 并假定绕组的电感、纵向电容、对地电容都是均匀的分布参数, 就可得到变压器绕组的简化等效电路, 如图 6.6-10 所示。图 6.6-10 中 L_0 、 K_0 、 C_0 分别为绕组单位长度的电感、纵向电容和对地电容; l 为绕组长度; S 为绕组末端接地开关。

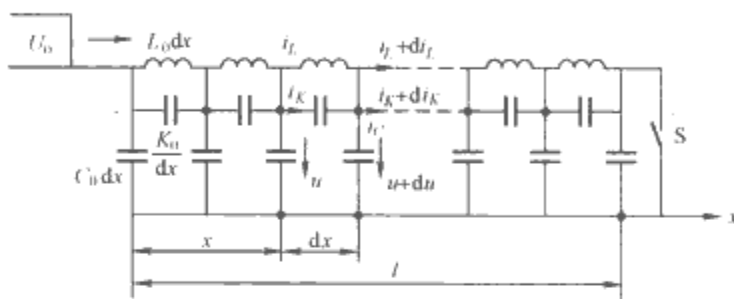


图 6.6-10 变压器绕组的等效电路

图 6.6-10 中

$$di_K = \frac{\partial i_K}{\partial x} dx, di_L = \frac{\partial i_L}{\partial x} dx, du = \frac{\partial u}{\partial x} dx$$

由图 6.6-10 等效电路的 dx 单元可以列出以下方程

$$\begin{aligned} -\frac{\partial}{\partial x} u(x, t) dx &= L_0 dx \frac{\partial i_L(x, t)}{\partial x} \\ -\frac{\partial}{\partial x} [i_L(x, t) + i_K(x, t)] dx &= C_0 dx \frac{\partial}{\partial t} [u(x, t) + \frac{\partial}{\partial x} u(x, t) dx] \approx C_0 dx \frac{\partial}{\partial t} u(x, t) \\ i_K(x, t) &= \frac{K_0}{dx} \frac{\partial}{\partial t} \left[-\frac{\partial}{\partial x} u(x, t) dx \right] \end{aligned}$$

求解微分方程组可得

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} U(x, p) = \gamma^2(p) U(x, p) \quad (6.6-25)$$

$$\gamma^2(p) = \frac{L_0 C_0 p^2}{1 + L_0 K_0 p^2} \quad (6.6-26)$$

2.2.2 起始电位分布和入口电容

当幅值为 U_0 的直角波侵入时, 起始电位分布完全取决于电容。由此, 忽略图 6.6-10 中的电感元件, 可以得到

$$-\frac{du_x}{dx} = \frac{Q}{K_0}, -\frac{dQ}{dx} = u_x C_0 \quad (6.6-27)$$

两式联立得

$$\frac{d^2 u_x}{dx^2} = \frac{C_0}{K_0} u_x \quad (6.6-28)$$

利用边界条件即可得到变压器绕组的起始电位分布公式。对于中性点接地的变压器, 可求得

$$u = U_0 \frac{\sinh \alpha(l-x)}{\sinh \alpha l} \quad (6.6-29)$$

对于中性点绝缘的变压器, 可求得

$$u = U_0 \frac{\cosh \alpha(l-x)}{\cosh \alpha l} \quad (6.6-30)$$

其中

$$\alpha l = \sqrt{\frac{C_0}{K_0}} l = \sqrt{\frac{C_0 l}{K_0}} = \sqrt{\frac{C}{K}} \quad (6.6-31)$$

式中: C 、 K 为整个绕组总的对地电容和串联 (纵向) 电容; 系数 αl 常用以表征绕组在冲击电压下的分布特性。

当 $t \rightarrow \infty$ 时, 即绕组的电磁振荡过程结束后, 绕组电位分布为稳态电位分布。对于末端接地的绕组, 稳态电位分布为

$$u = U_0 \left(1 - \frac{x}{l}\right) \quad (6.6-32)$$

对于末端不接地的绕组, $t \rightarrow \infty$ 时, 绕组各点电位均为 U_0 。

以中性点接地变压器为例, 最大电位梯度为

$$\left. \frac{du}{dx} \right|_{x=0} = -\alpha U_0 = -\alpha l \frac{U_0}{l} \quad (6.6-33)$$

式中: $\frac{U_0}{l}$ 为绕组的平均电位梯度, 负号表示绕组各点的电位随 x 的增加而减小。

式 (6.6-33) 表明, 在 $t=0$ 时的电位梯度为平均电位梯度的 αl 倍。

如上分析可知, 变压器绕组在 $t=0$ 时的特性由其入口电容 C_T 来等效。考虑到 $K_0 \gg C_0$, 在直角波作用下所吸收的电荷等于绕组首端线饼纵向电容所吸收的电荷, 即

$$C_T U_0 \approx Q_{x=0} = K_0 \left| \left(\frac{du}{dx} \right)_{x=0} \right| \quad (6.6-34)$$

将式 (6.6-33) 代入上式即可求得

$$C_T = \frac{K_0}{U_0} \alpha U_0 = K_0 \alpha = \sqrt{C_0 K_0} = \sqrt{CK} \quad (6.6-35)$$

可见变压器的入口电容是绕组单位长度的或者全部的对地电容与纵向电容的几何平均值。变压器的入口电容随其电压等级和容量而增大。若缺乏确切的数据, 其高压绕组的入口电容值 C_T 可参考表 6.6-1。

表 6.6-1 变压器的入口电容值 C_T

| 额定电压 (kV) | 35 | 110 | 220 | 330 | 500 |
|--------------|----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| 入口电容 (pF) | 500~1000 | 1000~2000 | 1500~3000 | 2000~5000 | 4000~6000 |

由于变压器绕组的起始电位分布与稳态电位分布不同, 因此从起始电位分布到稳态分布其间必有一个过渡过程。

2.2.3 三相变压器绕组的波过程

三相变压器的高压绕组为星形接线且中性点接地时, 相间的相互影响不大, 可以看作三个相互独立的末端接地的绕组。无论是单相、两相或三相进波, 其波过程没有多大差别, 都可按照单相绕组末端接地的波过程处理。

三相变压器的高压绕组为星形接线且中性点不接地时, 单相、两相和三相进波的波过程各不相同。当雷电波单相入侵变压器时, 起始电位分布受其余两相绕组并联的影响不大, 其中性点的电位接近于零。而稳态电位则按绕组电阻分布, 受其余两相绕组并联的影响, 成为一条折线, 中性点稳态电位为 $U_0/3$, 故振荡过程中中性点的最大对地电位将不超过 $2U_0/3$ 。当雷电波沿两相入侵变压器时, 可用叠加法来估计绕组各点的对地电位。例如, 两相分别单独进波时, 中性点最高电位为 $2U_0/3$, 振荡过程中中性点的最高电位估计将不超过 $4U_0/3$, 但已超过首端电位。当雷电波沿三相入侵时, 与单相绕组末端不接地时的波过程基本相同, 中性点的最高电位可达首端电压的两倍, 但其起始电位比单相进波时略高。

三相变压器的高压绕组为三角形接线时, 当雷电波沿单相入侵, 由于绕组对冲击波的阻抗远大于线路波阻抗, 其余两相端点相当于接地。因此, 在入侵点相邻的两绕组中的波过程与末端接地的单相绕组相同。两相或者三相进波时可用叠加法进行分析。

对地电容的分流作用和纵向电容沿绕组均匀分布引起了绕组电位起始分布与稳态分布的差异, 而这一差异是绕组内

产生振荡过电压的根本原因。因此, 从变压器内部结构上着手, 改善绕组的起始电位分布的措施主要有对地电容补偿和纵向电容补偿两种。

2.3 变压器绕组之间的波过程

变压器绕组之间的感应过电压与变压器绕组的振荡过电压原理不同, 在某些条件下, 绕组之间的感应过电压也可能超过低压绕组和连接在低压绕组端上的电气设备的绝缘水平, 造成绝缘击穿事故。绕组间的感应过电压包括静电感应电压和电磁感应电压两个分量。近似计算时可以分别计算两个分量然后叠加起来。

2.3.1 静电感应电压分量

当冲击电压开始加到一次绕组时, 因电感中的电流不能突变, 一、二次绕组的等效电路都是电容链。由于绕组之间又存在静电电容耦合, 因此在两个绕组上都将立即形成各自的起始电位分布。

计算两个绕组之间静电感应电压的等效电路如图 6.6-11 所示。假定电容参数沿绕组均匀分布, C_1 、 C_2 分别为一、二次绕组单位长度的对地电容, K_1 、 K_2 分别为一、二次绕组单位长度的纵向电容, C_{12} 为一、二次绕组之间的单位长度的耦合电容, C_{2e} 为二次绕组首端的外接电容。由等效电路可以直接列出微分方程, 并求解得到

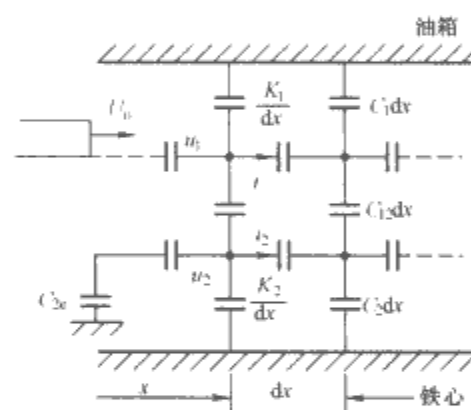


图 6.6-11 一、二次绕组间的静电感应电路

$$u(x) = Ce^{\beta x} + Ee^{\gamma x} + De^{-\beta x} + Fe^{-\gamma x} \quad (6.6-36)$$

式中: C 、 D 、 E 、 F 都是由边界条件确定的待定常数, 另外

$$\beta = \sqrt{\frac{A}{2} + \sqrt{\frac{A^2}{4} - B^2}}, \gamma = \sqrt{\frac{A}{2} - \sqrt{\frac{A^2}{4} - B^2}},$$

$$A = \frac{C_{n1}}{K_1} + \frac{C_{n2}}{K_2}, B = \frac{C_2 C_{n1} + C_1 C_{12}}{K_1 K_2}。$$

对于式 (6.6-36) 的求解过程, 感兴趣的读者可以阅读相关的参考文献。

由于绕组电感的影响, 二次绕组得到按电容分布的静电感应电压以后, 接着将产生自由振荡, 可能使电压升高许多; 但当二次绕组接有负载时, 振荡不易发展, 所以往往不予考虑。

2.3.2 电磁感应电压分量

冲击电压侵入一次绕组后, 绕组逐渐通过电流, 产生磁通, 并在二次绕组中感应出电压, 这就是电磁感应电压分量, 它的幅值与一、二次绕组的变比成比例。一、二次绕组的电压都要经过振荡过程趋于稳态。二次绕组的稳态电磁感应电压分量取决于一次绕组对它的电磁耦合; 还与二次绕组的负载, 一、二次绕组的接线方式, 以及一次绕组是单相、两相或者三相进波等情况有关。

一次绕组对二次绕组的电磁感应电压又可以分为贯通电流产生的和谐波振荡电流产生的两种。贯通电流的电磁感应

电压是外加电压波在一次绕组中产生贯通整个绕组的电流，其相应的磁链对二次绕组的感应。谐波振荡电流的电磁感应电压是一次绕组在趋于稳态的振荡过程中，由谐波电压产生的，能够形成通过闭合铁心的主磁通的谐波电流对二次绕组的感应。谐波振荡是周期交变的，磁通及其在二次绕组感性的电压也是周期性交变的。这个电压也和两个绕组的变比成比例。

谐波电流感应分量与一次绕组的中性点接地方式及空间谐波的次数有关。一次绕组末端或中性点接地时，其基波和谐波各次振荡的空间分布皆由半波组成。半波振荡电流产生的磁动势在空间上的分布是大小相等方向相反的两半，因此不可能产生通过闭合铁心的主磁通，二次绕组也就不会出现谐波电流的感应分量。一次绕组末端不接地或星形中性点不接地三相同步进波时，一次绕组的振荡都是奇次的，即其基波和各次谐波的空间分布皆由奇次个 $1/4$ 波组成。奇次个 $1/4$ 波在每一瞬间都是同一方向，形成一个总的主磁通，会在开路的二次绕组上产生感应电压。但若二次绕组首末端短路，短路的二次绕组也将产生一个去磁电流，抵消一次绕组振荡电流产生的主磁通，从而基本上消除了这种感应分量。二次绕组三角形接线时的情况也类似。

由于一次绕组的振荡是以对地电容为回路的，能量较小，而且各次谐波磁动势还可能相互抵消掉一部分，所以这种感应电压分量较小。但在没有贯通电流感应分量时，它是主要成分。

2.4 旋转电机绕组中的波过程

这里涉及的旋转电机主要是指经过电力变压器或直接与电网相连的发电机、同期调相机和大型电动机等。旋转电机的绕组一般可分为单匝和多匝两大类。旋转电机绕组中的波过程，虽然原则上也可以像变压器那样来分析，但是由于其匝间电容相对小得多，以致可以忽略，因此一般把电机绕组近似当作具有一定波阻抗和波速度的线路来处理。

图 6.6-12 所示为中性点直接接地的电机绕组首端及中央的电压示波图与等效理想线路上相应点计算电压曲线的比较。直角平顶波沿波阻抗 250Ω 的线路入侵，电机绕组视为阻抗为 800Ω 的线路。人为地使反行波沿线路达到电源时不发生反射，即可认为该线路是无限长的。前行波到达接地的中性点时全反射，而反行波达到两段电路相接处的反射系数小于 1。这使 a 点的电压阶梯式下降。而绕组中央的电压呈周期性矩形脉冲，其周期等于波在绕组中来回一次的时间，幅值愈来愈小。示波图中的直角已经变圆滑，但仍明显可见绕组里的波过程与理想线路具有非常相似的特点。

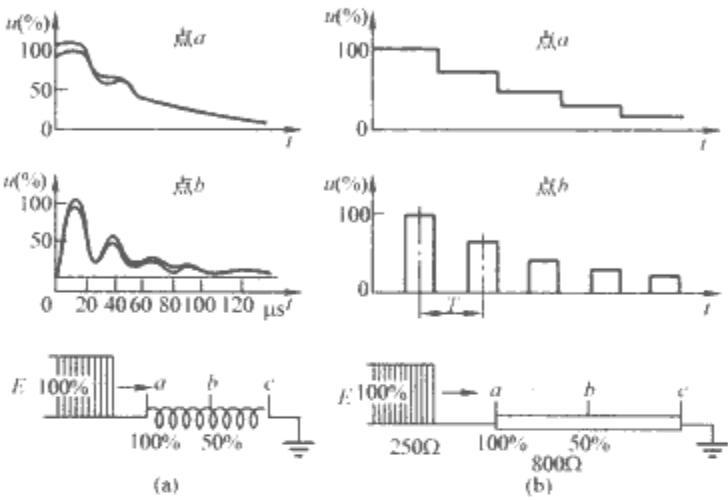


图 6.6-12 波沿中性点接地的发电机绕组的传播
(a) 中性点直接接地的电机绕组首端及中央的电压示波图；
(b) 等效理想线路上相应点计算电压曲线

实际过程要比上述假设复杂得多。即使是大容量的单匝电机，绕组结构也够复杂的。多年来，许多研究者致力于电机绕组波过程的理论及试验研究，但是至今还没有像变压器波过程那样完整的理论。

第7章 雷电过电压及其防护

1 雷电过电压

1.1 雷电现象

雷电是一种壮观的自然现象,但是在现代生活中,雷电却常常威胁到人类的正常生活,航空、通信、电力、建筑等许多部门都常遭受雷电的破坏,这引起了人们对于雷电活动及其防护问题的关注。

雷闪是指雷云中积聚了大量电荷而在大气中引起的放电现象,分云内闪、云间闪与云地闪。能对地面设备造成危害的主要是云地闪。

按雷电发展的方向可将雷电区别为下行雷和上行雷两种。下行雷是在雷云中产生,并向大地发展的;上行雷则是由接地物体顶部激发起,并向雷云方向发展的。

雷电的极性是按照从雷云流入大地的电荷的符号决定的。广泛的实测表明,不论地质情况如何,90%左右是负极性雷。

沿先导通道分布着电荷,其数量达几库仑,当下行先导和大地短接时,发生先导通道放电的过渡过程,这个过程很像充电的长线在前端与地短接的过程,称为主放电过程。

1.2 雷电过电压的形成

雷电过电压来自于雷云放电。但对于雷云荷电的机理目前的研究还远远不够,有些假说和理论还缺乏可靠的确证,这里只能简要提及某些已经比较肯定的认识。目前一般认为,雷云电荷是局限在大量分散的水性质点(如水滴、冰粒、雪片等)上的,而不是独立的自由活动的离子和电子。水性质点最强烈的荷电过程与它们转换到不同的存在状态有关,也与它们吸收离子、相互撞击、被破碎分裂或被融合等过程有关。带有异号电荷的水性质点的分离,可能是由于它们在强烈气流和地球引力场作用下具有不同的空气动力学特性,由此,在雷云的不同部位积累了异号电荷,在这些部位之间产生了电场,水性质点在该电场中的极化又可能促进了雷云的荷电过程,其综合效果是造成相当强的产生和分离电荷的能力,使得雷云主要荷电部分的横向范围扩展到几公里,并将雷云电荷在垂直方向分离成两个大的电荷中心。不同极性雷云主要部分的电荷量接近相等;不同雷云中的电荷量可能相差很大,一般雷云中的电荷量达几百库仑。总电荷中只有一部分是通过闪电流入大地的,与此同时,也有云间和云内放电。

雷云与大地之间的平均场强通常都超过 10^2 V/cm ,这对于已经形成的下行雷先导的继续前进是足够了。在雷云的主要荷电区域内的平均场强约为 10^3 V/cm 级。实际上,雷云电荷并不是均匀分布的。正是这种不均匀性和局部强场的存在,或是雷云下部的负电荷中心与其下面的正电荷团之间存在的局部强场,给下行先导的初始形成和发展创造了条件。

正极性雷出现的机会较少,故对它的研究也较少。下面

对最常见的下行负极性雷电放电作进一步的介绍。下行的负极性雷通常可分为三个主要阶段,即先导、主放电和余光。

1.2.1 雷电先导过程

先导过程延续约几毫秒,以逐级发展的、高电导的、高温的、具有极高电位的先导通道将雷云到大地之间的空隙击穿。下行负先导具有分级发展的特点,其平均速度约为 $(1 \times 10^5 \sim 8 \times 10^5) \text{ m/s}$ 。根据实测和推算,雷电先导通道高温高电导部分本身的直径约为毫米级,其轴向场强一般不超过 100 V/cm ,但其外围电离区(电晕套)的半径却相当大,通常都超过 6 m 。由此可见,绝不能认为雷电先导通道的电荷只是集中在狭窄的、高温的导电通道中,而应认识到还有大量电荷是分布在半径相当大的周围空间中。

雷云电荷中心对地的电动势是很难直接测量的,但可以间接推算出先导在云中的根部对地的电动势为 $50 \sim 100 \text{ MV}$ 。

当下行雷先导从雷云向建筑物方向发展时,从接地的建筑物上可能产生向上的迎面先导。迎面先导在相当大的程度上影响着下行先导的发展路线,并决定雷击点的所在,所以它在雷电的发展中具有很重要的意义。

1.2.2 雷电主放电过程

为了首先将主放电的基本过程搞清,这里先按不存在迎面先导的情况来分析讨论。随着先导头部的逐渐接近地面,先导头部对大地的极大的电位差就全部作用在越来越短的剩余间隙上,使得这剩余间隙中产生极大的场强,造成极强烈的电离,最后形成高导电的通道,将先导头部与大地短接,这就是主放电通道的起始。

电离出来的电子迅速流入大地,而留下的正离子中和了该处先导通道中的负电荷。这个剩余间隙中新形成的通道,由于其电离程度比先导通道强烈得多,造成的正、负电荷密度比先导通道中大几个数量级,故具有更强的光亮,更大得多的电导和小得多的轴向场强,就像是一个良导体把大地电位带到初始主放电通道的上端,使该处接近为大地电位。

由于先导通道其余部分中的电荷仍留在原处未变,这些先导电荷所造成的电场也未变,这样,在初始主放电通道上端与原先先导通道下端的交界段处,就出现极大的场强,形成极强烈的电离,也即是将该段先导通道改造成更高电导的主放电通道,主放电通道就向上延伸。电离出来的电子迅速流入大地,留下的正离子与原来该段先导通道中的负电荷相中和(需要注意的是,这里所说的“中和”,并不一定指正、负离子复合,只要在每个很小的空间内,异号离子的浓度相同,就可以说是中和了),与此相应,入地雷电流有极快的增长,形成雷电流波前的主要部分。

这样,在主放电通道的上端(接近大地电位)与原来先导通道下端的交界处始终保持有极大的场强,促成极强的电离,不断地将原来的先导通道改造成更高电导的主放电通道,主放电通道也就不断地向上延伸。

与此同时,还进行着径向的放电过程。随着主放电通道的向上延伸,中和了该段先导通道中的负电荷,并使该处的电位接近于大地电位,但原来先导通道四周的负空间电荷仍

然存在,这就使得新生的该段主放电通道表面产生很大的径向场强,其方向与原来的径向场强方向相反。在此反向场强作用下,产生反向电晕流注放电。电离出来的电子迅速流向主放电通道,再经主放电通道流向大地,组成主放电电流的一部分,留下的正离子则中和原先通道周围的负空间电荷。当然,这个径向反放电并不能使原先通道周围的空间电荷全部中和,但可中和其相当大的一部分。

从宏观来看,负先导的发展像是将一条具有很高的负电位的长导线由上向下延伸,而主放电的发展像是将上述具有很高负电位的长线在其下端接地短路,只是雷电通道的导电性是空气电离而成,它不同于金属中的电子电导,所以,沿雷电通道传播的波速,也就不同于金属导线中的波速了。

主放电发展的速度极快,根据统计,约在 $0.07 \sim 0.5$ 倍光速的范围。离地越高,速度就越慢。主放电的延续时间一般不超过 $100\mu\text{s}$,电流峰值大都可达几十千安甚至几百千安。电流瞬时值则是随着主放电向高空发展而逐渐减小,形成雷电流冲击波形。

在主放电过程中,通道产生突发的明亮,发出巨大的雷响,沿着雷电通道流过幅值很大的(最大可达几百千安)、延续时间为近百微秒的冲击电流。正是这主放电过程造成雷电放电最大的破坏作用。

1.2.3 余光放电过程

主放电完成后,云中的剩余电荷沿着雷电通道继续流向大地,这时在展开照片上看到的是一片模糊发光的部分,称为余光放电,相应的电流是逐渐衰减的,为 $10^3 \sim 10\text{A}$,延续时间约为几毫秒。

上述这三个阶段组成下行负雷的第一个组成部分(以下简称分量)。通常,雷电放电并不就此结束,而是随后还有几个(甚至十几个)后续分量。每个后续分量也是由重新使雷电通道充电的先导阶段、使通道放电的主放电阶段和余光放电阶段组成。各分量中的最大电流和电流增长最大陡度是造成被击物体上的过电压、电动力、电磁脉冲和爆破力的主要因素。而在余光放电阶段中流过较长时间的电流则是造成雷电热效应的重要因素。

1.2.4 雷电的后续分量

形成后续分量的原因,可能是由于雷云中存在几个电荷聚集中心。后续分量仍是由先导、主放电和余光放电这三个阶段组成。后续分量的先导总是沿着第一分量的通道前进的,原先通道尚未充分去电离,故后续分量先导可以顺利地连续前进,而不再需要分级了。

后续分量的主放电过程与第一分量的主放电过程在机理上没有什么差别,只是电流幅值较小,通常约为第一分量的 $1/2 \sim 1/3$,但电流波前时间比第一分量小得多,因此,后续分量的电流幅值虽小,而其电流上升的最大陡度反比第一分量的大 $3 \sim 5$ 倍,会在电感性被击物体上造成较高的过电压,这是应该注意的。

每次负极性雷的分量数目,多的可达十余个甚至二十余个,相邻分量之间的间歇时间约为几十毫秒。

每次雷电对地泄放电荷的总量在很大范围内变化(从不足一库仑到几百库仑),平均约为 35C ,其中有 $30\% \sim 50\%$ 是在余光放电过程中泄放入地的。

雷闪放电前,雷云对地的静电电位很高,可达 $10^7 \sim 10^8\text{V}$ 数量级,然而被雷电击中的物体上所形成的雷电冲击电压,却与雷云静电电位不同。

雷电冲击电压是由于雷云对地放电时,巨大的冲击电流

在接地阻抗上产生的巨大的电压降,或极大的电流变化陡度在电感性被击物体上产生的高电压。另外,当输电线路附近落雷时,雷电冲击电流引起的电场、磁场的剧烈改变,也会在线路上感应出很高的电压。

因此雷击巨大的破坏力的根源在于其冲击电流,它能引起被击物电位突然升高,同时具有巨大的热效应和力效应。

1.3 标准雷电波形

雷电流具有冲击波形的特点,迅速上升,平缓下降。雷电流在接地阻抗上所形成的雷电冲击电压也具有冲击波形。

为模拟雷闪放电引起的过电压,在实验室中常用冲击电压发生装置产生冲击电压,为使所得结果可以互相比,需规定标准波形。标准波形是根据电力系统中实测到的由雷闪造成的电压波形制定的。由国际电工委员会制定的雷电冲击电压标准波形,分为全波和截波两种。截波是模拟雷电冲击波被某处放电而截断的波形。

全波冲击试验电压应为图 6.7-1 所示的非周期性冲击电压,先是很快上升到峰值,然后逐渐下降到零。为了对波形的主要部分有较准确和一致的衡量,国家标准规定了波形参数的确定方法。图 6.7-1 中,取波峰值为 1.0,在 0.3, 0.9 和 1.0 峰值高度处画三条水平线与雷电冲击波形曲线分别相交于 A、B 和 M 点。连接 A、B 两点作一条直线,并延长,与时间轴相交于 G 点,与峰值水平切线相交于 F 点, A、B 及 F 点在时间轴上的投影分别为 C、D 及 H 点。GF 线即为规定的波前, GH 段即为视在波前时间 $T_1 = T/0.6 = 1.67T$ 。在 0.5 波峰处画一条水平线,与波形曲线的尾部相交于 J 点,相应的时间坐标为 K 点, GK 段时间 T_2 被定为视在半峰值时间。

如波形上有振荡时,应取其平均曲线为基本波形。在确定 T_1 时, 0.3 及 0.9 峰值点应在基本波形上取。以基本波峰值作为试验电压值,波峰上的振荡或个别峰尖不得超过基本波形峰值的 5%。

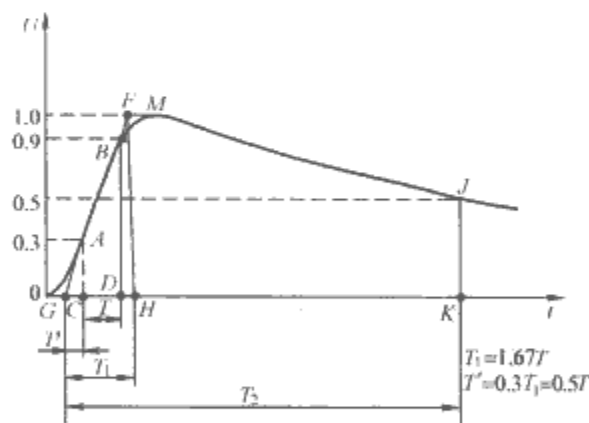


图 6.7-1 雷电冲击电压全波

我国国家标准规定的波形参数是与 IEC 推荐的波形参数一致的,均为:视在波前时间 $T_1 = 1.2\mu\text{s} \pm 30\%$,视在半峰值时间 $T_2 = 50\mu\text{s} \pm 20\%$,峰值允许误差 $\pm 3\%$ 。

对雷电波进行计算时,可用双指数波 $U = U_m [\exp(-\alpha t) - \exp(-\beta t)]$,主要分析波头时,也可简化为 $U = U_m [1 - \exp(-\beta t)]$ 。

对正负极性雷电冲击波的标准波形规定是一样的。

波前截断及波尾截断的截波冲击试验电压波形示意图如图 6.7-2 所示。国家标准规定了截断时间 T_c ($T_c = 2 \sim 5\mu\text{s}$)、截波峰值 U_c 、截断时刻电压 U_j 、截波电压骤降视在陡度 CD 线的斜率、电压过零系数 U_2/U_c ($U_2/U_c \approx 0.3$) 等参数。

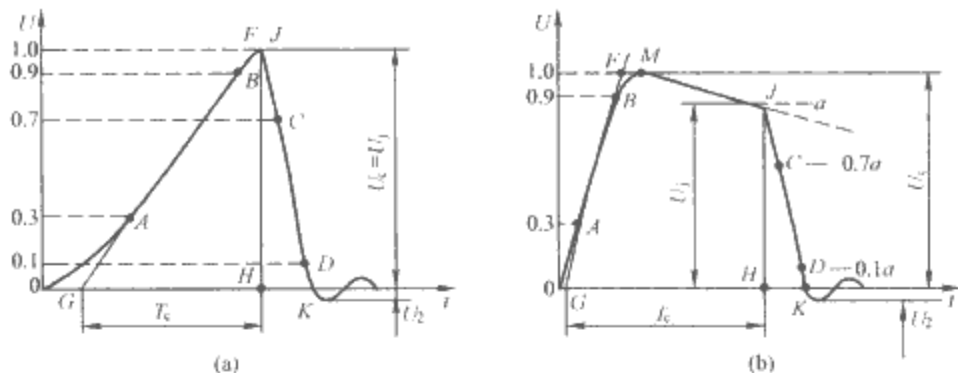


图 6.7-2 雷电冲击电压截波波形示意图
(a) 波前截断波; (b) 波尾截断波

2 雷电及防雷装置

2.1 雷电参数

雷电放电涉及气象、地形、地质等许多自然因素，有很大的随机性，因而表征雷电特性的各种参数也就带有统计的性质。许多国家都选择在典型地区、地点建立雷电观测站，并在输电线路和变电站中附设观测装置，进行长期而系统的雷电观测，将观测所得数据进行统计分析，得到相应的各种雷电参数，为雷电研究及防雷保护提供依据。

2.1.1 雷电流的极性

实测结果表明，虽然一次雷电放电一般都由多个分量组成，但每个分量的雷电流都是单极性的脉冲波，而且 75%~90% 的雷电流是负极性的，因此防雷保护与绝缘配合都取负极性雷电冲击波进行分析。在目前的雷电防护计算中，一般只考虑一个脉冲的雷击。

2.1.2 雷电流的幅值、陡度、波头、波长

雷电流的主要三个参数，即幅值、波头和波长。

幅值：是指脉冲电流所达到的最大值。

波头：是指脉冲电流上升到幅值的时间。

波长：是指脉冲电流从起始到衰减到一半幅值的持续时间。

雷电流的陡度：是指雷电流随时间的变化率，取决于幅值和波头时间。

雷电流的陡度对过电压有直接影响，并且雷电流陡度的大小对设备的安全也有直接的影响，因而也是一个常用参数。

按电力行业标准 DL/T 620—1997《交流电气装置的过电压保护和绝缘配合》推荐，我国一般地区雷电流幅值超过 I 的概率 P 的经验公式为

$$\lg P = -I/88 \text{ 或 } P = 10^{-\frac{I}{88}} \quad (6.7-1)$$

式中： I 为雷电流幅值，kA； P 为雷电流幅值超过 I 的概率。

对除陕南以外的西北地区、内蒙古自治区的部分地区（这类地区的平均年雷暴日数一般在 20 日以下），雷电流幅值较小， P 可按式 (6.7-2) 求得

$$\lg P = -I/44 \text{ 或 } P = 10^{-\frac{I}{44}} \quad (6.7-2)$$

雷电流的幅值随各国自然条件的不同而差别较大，而各国测得的雷电流波形却基本一致。雷电流的波头长度据统计多出现在 1~5μs 的范围内，平均为 2~2.5μs。我国在防雷设计中建议取雷电流波头长度为 2.6μs。

实测表明，雷电流的波长在 20~100μs 的范围内，大于 50μs 的仅占 18%~30%，平均约为 50μs。因此在防雷保护

计算中，雷电流的波形可以采用 2.6/50μs。

雷电流陡度的直接测量更为困难，常根据一定的幅值和波头再按照一定的波形去推算。我国采用 2.6μs 的固定波头时间，即认为雷电流的平均陡度 a 和雷电流幅值 I 线性相关，为

$$a = I/2.6 \quad (6.7-3)$$

式中： a 为雷电流陡度，kA/μs； I 为雷电流幅值，kA。

可供计算雷电流陡度出现的概率时参考使用的经验公式为

$$\lg P_a = -I/36 \text{ 或 } P_a = 10^{-\frac{I}{36}} \quad (6.7-4)$$

式中： P_a 是出现等于或大于陡度 a 的雷电流的概率。

雷电流的幅值、波头、波长、陡度的实测数据分散性很大，许多研究者发表过各种结果，虽然基本规律大体相近，但具体数值却有差异。其原因一方面在于雷电放电本身的随机性受到自然条件多种因素的影响；另一方面也在于测量条件和技术水平的不同。另外，大范围的雷电统计结果与局部微地形下的雷击情况也有很大的不同，在雷电防护中必须给予特别注意。我国幅员辽阔，各地自然条件千差万别，雷电观测的基础工作还比较薄弱，急需进一步加强。

2.1.3 雷暴日、雷电小时及落雷密度

雷电活动的频繁程度用雷暴日表示，为了区别不同地区每个雷暴日内雷电活动持续时间的差别，也有用雷电小时数作为雷电活动频度的统计单位，雷闪对地放电的次数由落雷密度表示。

雷暴日 T_d 是指某地区一年中听到有雷闪放电的天数（不论云间雷或落地雷）。

雷电小时是指一小时内听到一次以上雷声，即作为一个雷电小时（不论云间雷或落地雷）。

落雷密度 γ 是指每雷暴日中每平方公里地面内落雷的次数。

雷电日 T_d 不足 15 日的为少雷区，如西北地区；15~40 日的为中等雷电活动地区，如长江流域及华北地区；超过 40 日的为多雷地区，如华南某些地区；超过 90 日的为雷电活动特殊强烈地区，如海南岛、雷州半岛一带甚至高达 100~130 日。我国每个雷暴日平均约有 3 个雷电小时。西北地区少一些，每雷暴日稍少于 2 个雷电小时，广东等雷电活动强烈地区，每雷暴日甚至 4 个雷电小时以上。

雷暴日和雷电小时的统计中，并不区分雷云之间的放电和雷云对地面的放电。实际上，云间放电远多于云地放电，云间放电与云地放电之比，在温带为 1.5~3.0，在热带为 3~6。而且一般雷击地面才构成对人员及设备的直接损害，可惜目前还缺乏这方面比较可靠的统计资料，目前的观测手段也还未能准确区分出云间与云地放电。

世界各国根据各自的具体情况，对落雷密度取值不尽相

同。我国各地平均年雷暴日数 T_d 不同的地区 γ 值也不同。一般 T_d 较大的地区，其 γ 值也随之变大。电力行业标准 DL/T 620—1997 推荐取 $\gamma=0.07$ 次/（ $\text{km}^2 \cdot \text{雷日}$ ），对 $T_d=40$ 的地区，每 100km 线路每年遭受的雷击次数为

$$N_L = 0.28(b + 4h) \tag{6.7-5}$$

式中： b 为两根避雷线之间的距离，m； h 为避雷线的平均高度，m。

要做好防雷保护工作，还要注意观察当地雷电活动季节的开始和终了日期。我国南方雷电季节一般从 2 月开始，长江流域一般在 3 月，华北、东北在 4 月，西北则迟到 5 月。10 月以后，除江南以外，雷电活动就几乎停止了。

2.2 防雷保护的基本措施

雷闪电作为一种强大的自然力的爆发，是难以制止的。人们主要是设法去躲避和限制它的破坏性，也就是采取防雷保护措施。

防雷保护的基本措施就是设置避雷针、避雷线、避雷器和接地装置，其原理见图 6.7-3。

(1) 避雷针。避雷针是明显高出被保护物体的金属支柱，当雷云先放电临近地面时首先击中避雷针，使被保护物免遭直接雷击。

(2) 避雷线。避雷线通常又名架空地线，或简称地线，它主要是适应架空输电线路而设置的，功用与避雷针相似，也是处于较高位置承受雷击，使线路得到保护。

(3) 避雷器。避雷器多设置在被保护的电气设备（如电力变压器）附近，主要保护电气设备免遭由线路传来的雷电冲击波的袭击。一旦有雷电冲击波传入时，避雷器会首先放电，限制了电压幅值，使电气设备受到保护。

(4) 接地装置。该装置是特意埋设于地下的一组导体。它的作用是减小避雷针（线）或避雷器与大地（零电位）之间的电阻值，以达到降低雷电冲击电压幅值的目的。

由此可见，防雷措施冠以“避雷”二字，是指能使被保护物体避免雷击的意思，而它们自己却恰恰是引雷上身。图 6.7-3 中还专门标出了接地装置。

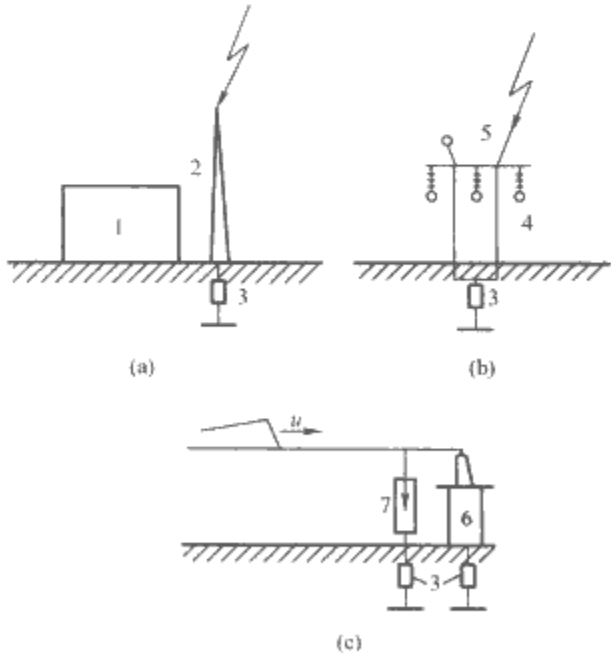


图 6.7-3 防雷保护措施示意
(a) 避雷针；(b) 避雷线；(c) 避雷器
1—被保护物体；2—避雷针；3—接地装置；4—导线；5—避雷线；6—电气设备；7—避雷器

2.2.1 避雷针

避雷针的保护范围指被保护物体在此空间范围内不致遭受直接雷击。

避雷针的保护原理是当雷云放电时使地面电场畸变，在避雷针的顶端形成局部场强集中的空间以影响雷闪先导放电的发展方向，使雷闪对避雷针放电，再经过接地装置将雷电流引入大地，从而使被保护物体免遭雷击。

显然，避雷针必须高于被保护物体。但避雷针（高度一般为 20~30m）在雷云—大地这个大电场之中的影响却是有限的。雷云在高空随机漂移，先导放电的开始阶段随机地向地面的任意方向发展，只有当发展到距离地面某一高度 H 后，才会在一定范围内受到避雷针的影响而对避雷针放电。 H 称为定向高度，与避雷针的高度 h 有关。据模拟试验当 $h \leq 30\text{m}$ 时， $H \approx 20h$ ；当 $h > 30\text{m}$ 时， $H \approx 600\text{m}$ 。

我国标准使用的避雷针、避雷线保护范围的计算方法，是根据小电流雷电冲击模拟试验确定的，并根据多年运行经验进行了校验。保护范围是按照保护概率 99.9%（即屏蔽失效率或绕击率 0.1%）确定的。也就是说，保护范围不是绝对保险的，而是相对于某一保护概率而言的。

单根避雷针的保护范围如图 6.7-4 所示。设避雷针的高度为 h ，被保护物体的高度为 h_x ，避雷针的有效高度 $h_a = h - h_x$ 。在 h_x 的高度上避雷针保护范围的半径 r_x 计算式为

$$\left. \begin{aligned} r_x &= (h - h_x)p = h_a p, h_x \geq h/2 \\ r_x &= (1.5h - 2h_x)p, h_x < h/2 \end{aligned} \right\} \tag{6.7-6}$$

式中： p 为避雷针的高度影响系数， $h \leq 30\text{m}$ 时， $p = 1$ ， $30\text{m} < h \leq 120\text{m}$ 时， $p = 5.5/\sqrt{h}$ ， $h > 120\text{m}$ 时按照 120m 计算； h 、 h_x 、 h_a 、 r_x 的单位均为 m。

式 (6.7-6) 也可由几何作图表示，如图 6.7-4 所示。

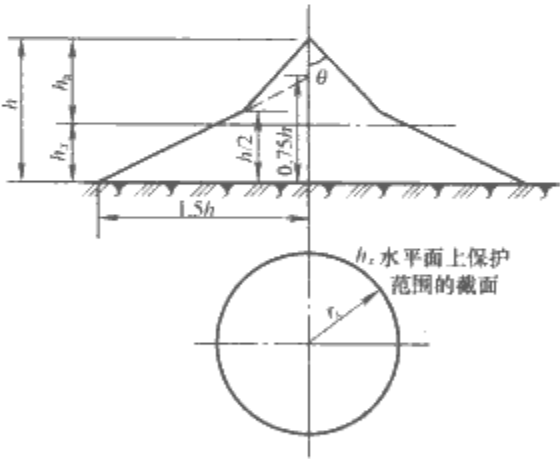


图 6.7-4 单根避雷针的保护范围
说明： r_x 为高度 h_x 的水平面上的保护半径；
 $h \leq 30\text{m}$ 时， $\theta = 45^\circ$ 。

实际问题多是已知被保护物体的高度 h_x ，又根据被保护物体的宽度和它与避雷针的相对位置确定所要求的保护半径 r_x ，然后再计算出所需要的避雷针高度 h 。

工程上多采用两根以及多根避雷针以扩大保护范围。有关多根避雷针保护范围的计算可查有关规程，此处不再详述。

2.2.2 避雷线

避雷线的保护角是指避雷线与外侧导线之间的夹角，见图 6.7-6 中的角 α 。在架空输电线路多用保护角来表示避雷线对导线的保护程度。

避雷线（即架空地线）的作用原理与避雷针相同，主要用于输电线路的保护，也可用来保护发电厂和变电站，近年来许多国家都采用避雷线保护 500kV 大型超高压变电站。对于输电线路，避雷线除了防止雷电直击导线外，同时还有分流作用以减小流经杆塔入地的雷电流，从而降低塔顶电位。而且避雷线对导线的耦合作用还可降低导线上的感应过电压。

避雷线的保护范围计算，与避雷针基本相同。单根避雷线的保护范围见图 6.7-5，并可按式（6.7-7）计算

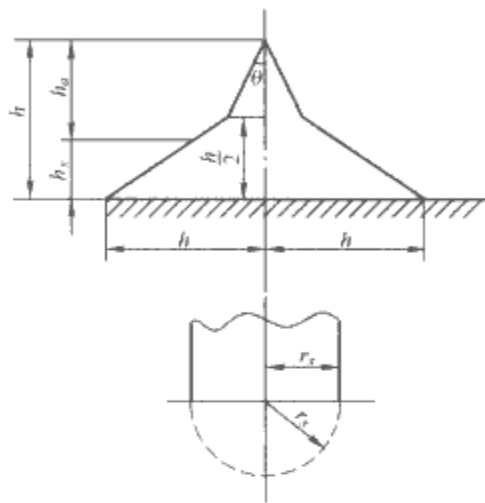


图 6.7-5 单根避雷线的保护范围
说明： r_x 为高度 h_x 平面上的保护宽度；
 $h \leq 30\text{m}$ 时， $\theta = 25^\circ$ 。

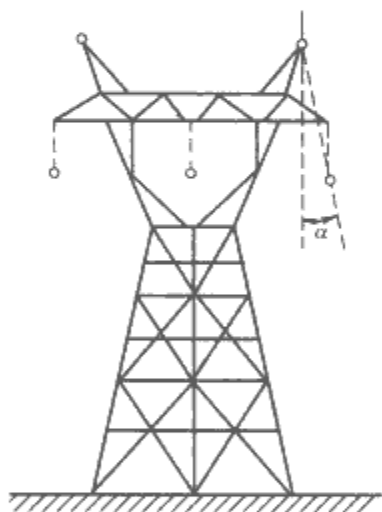


图 6.7-6 避雷线的保护角

$$\left. \begin{aligned} r_x &= 0.47(h - h_x)p, h_x \geq h/2 \\ r_x &= (h - 1.53h_x)p, h_x < h/2 \end{aligned} \right\} \quad (6.7-7)$$

式中：长度单位为 m，各符号含义、单位均同式（6.7-6）。
高压输电线路的杆塔设计，一般取保护角 $\alpha = 20^\circ \sim 30^\circ$ ，这时即认为导线已处于避雷线的保护范围之内。对 220~330kV 的线路，一般取 $\alpha = 20^\circ$ 左右，对 500kV 线路，一般取 $\alpha \leq 15^\circ$ 。山区宜采用较小的保护角。杆塔上两根避雷线之间的距离不应超过导线与避雷线垂直距离的 5 倍。

为降低正常运行时避雷线中感应电流的附加损耗，超高压线路常采用避雷线绝缘子，使避雷线通过一个小间隙再接地。正常运行时避雷线对地绝缘，雷击时间隙击穿使避雷线接地。

2.2.3 避雷器

避雷器是专门用以限制线路传来的雷电过电压或操作过电压的一种电气设备。避雷器与避雷针的保护原理不同，它实质上是一个放电器，与被保护的电气设备并联，当作用在

被保护电气设备及避雷器上的电压升高到一定程度并超过避雷器的放电电压后，避雷器先放电，从而限制了过电压的发展，保护了其他电气设备。

对避雷器的基本要求一般有以下两条：首先，避雷器应具有良好的伏秒特性，较小的冲击系数，从而易于实现合理的绝缘配合；其次，避雷器应具有较强的快速切断工频续流，快速自动恢复绝缘强度的能力。避雷器一旦在冲击电压下放电，就造成了系统对地短路，此后虽然雷电过电压瞬间就消失，但持续作用的工频电压却在避雷器中形成工频短路接地电流，称工频续流。工频续流一般以电弧放电的形式存在。一般要求避雷器在第一次电流过零时即应切断工频续流，从而使电力系统在开关尚未跳闸时即能够继续正常工作。

避雷器的基本类型有保护间隙、排气式避雷器（常称管式避雷器）、阀型避雷器及金属氧化物避雷器（常称氧化锌避雷器）四种。

保护间隙和管式避雷器主要用于限制雷电过电压，一般用于配电线路以及发电厂、变电站的进线段保护，阀型及氧化锌避雷器用于发电厂、变电站的保护，在 220kV 及以下系统主要限制雷电过电压，在 330kV 及以上系统还用来限制操作过电压或作为操作过电压的后备保护。

阀型避雷器由多组火花间隙与多组非线性电阻阀片相串联而成。普通阀型避雷器的阀片是由碳化硅（SiC，亦称金刚砂）加结合剂（如水玻璃等）在 300~500℃ 的低温下烧结而成的圆饼形电阻片。阀片的非线性特征使得在幅值高的过电压下电流很大而电阻很小，在幅值低的工作电压下电流很小，电阻很大。阀片的非线性伏安特性如图 6.7-7 所示，可表示为

$$u = Ci^\alpha \quad (6.7-8)$$

式中： C 为常数，与阀片的材料和尺寸有关； α 为非线性系数，与阀片材料有关，碳化硅阀片一般 $\alpha \approx 0.2$ 。

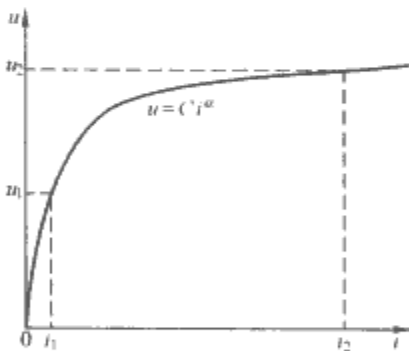


图 6.7-7 避雷器阀片的静态伏安特性
 i_1 —工频续流； u_1 —工频电压；
 i_2 —雷电流； u_2 —避雷器残压

阀型避雷器的工作原理：电力系统正常工作时，避雷器串联间隙承担了全部电压，阀片中无电流流过。当系统中出现过电压且幅值超过间隙放电电压时，间隙击穿，冲击电流经阀片入地，而阀片本身的压降（称残压）由于电阻的非线性特性则维持在一定范围内，从而使设备上的过电压幅值得到限制，设备得到保护。当冲击过电压消失后，间隙中的工频续流仍将流过阀片，由于此时避雷器所承受的电压仅为工作电压，受电阻非线性特性的影响，此电流远比冲击电流小，从而使间隙能够在工频电流第一次过零时即将电弧切断。这样避雷器从间隙击穿到工频续流的切断不超过半个工频周期，继电保护来不及动作系统就已恢复正常。

为进一步提高阀型避雷器的保护能力，不仅采用了通流能

力较大的碳化硅高温电阻阀片（在 1350~1390℃的高温下烧结而成），而且采用了灭弧能力更强的磁吹式火花间隙，利用流过避雷器自身的电流在磁吹线圈中形成的电动力，迫使间隙中的电弧加快运动、旋转或延伸，使间隙的去游离作用增强，从而提高灭弧能力。磁吹式火花间隙也称磁吹阀型避雷器，它除用以限制雷电过电压外，还可用来限制操作过电压。

新型的氧化锌避雷器出现于 20 世纪 70 年代，现在已在全世界得到广泛应用，其性能比碳化硅避雷器更好，其阀片是由以氧化锌为主要原料，并添加其他微量的氧化铋、氧化钴、氧化锰、氧化锑、氧化铬等金属氧化物烧结而成，所以也称金属氧化物避雷器（MOA）。图 6.7-8 所示为氧化锌阀片的伏安特性，它在 $10^{-5} \sim 10^4$ A 的宽广的电流范围内呈现出优良的平坦的伏安特性。氧化锌阀片的伏安特性可分为低电场区（非线性系数较高， $\alpha \approx 0.1 \sim 0.2$ ）、中电场区（相当于用公式 $u = C i^\alpha$ 表示的非线性区，非线性系数 $\alpha \approx 0.015 \sim 0.05$ ，比碳化硅阀片大大降低）以及高电场区三个区。

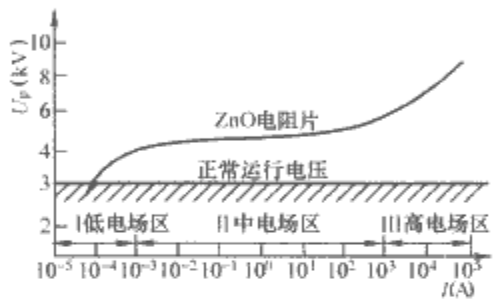


图 6.7-8 氧化锌阀片的伏安特性

氧化锌避雷器与碳化硅避雷器相比主要优点在于无间隙，无续流，通流容量大。前两条优点主要来源于氧化锌阀片优良的非线性特点，工作电压下流过阀片的电流极小，为微安级，故不需要间隙来隔离，也不存在工频续流，在雷击或操作过电压作用下，只需吸收过电压能量而不需吸收续流能量。无串联间隙的特点还使氧化锌避雷器省去了间隙的放电时延，具有优越的陡波响应特性。氧化锌电阻片单位面积的通流能力为碳化硅电阻片的 4~5 倍。通流容量大的优点使得氧化锌避雷器完全可以用来限制操作过电压，也可以耐受一定持续时间的暂时过电压。

目前各国还成功地把质量大大减轻的硅橡胶伞套的氧化锌避雷器应用到输电线路路上，以提高雷电活动强烈或土壤电阻率很高、降低杆塔接地电阻有困难地区输电线路的耐雷水平。另外，还可以沿线安装硅橡胶伞套的氧化锌避雷器来深度限制操作过电压，以及限制紧凑型输电线路的相间操作过电压。

2.2.4 接地装置

接地电阻是指接地点的电位与接地电流的比值，更确切地说应定义为接地阻抗。接地电阻是大地阻抗效应的总和。当接地电流为定值时，接地电阻 R 越小，则接地点电位越低，地面上的设备及人身安全越有保障。

埋入地中的金属接地装置其作用是降低接地电阻。按接地装置的工作特点可分为工作接地（如中性点接地）、保护接地（如设备外壳接地）和防雷接地。工作接地的作用是稳定电网的对地电位，降低电气设备的绝缘水平，如三相交流系统的中性点接地。工作接地要求接地电阻一般为 0.5~5Ω。保护接地的作用是保护人身安全，如将电气设备的金属外壳接地，一旦设备绝缘损坏而使外壳带电时，也不致有危险的电位升高。保护接地的电阻值对高压设备为 1~10Ω，对低压设备为 10~100Ω。输电铁塔、避雷针下的接地装置属于防雷接地，其作用在于降低雷电流流过时避雷针（线）

或避雷器顶部的电压。一般要求平原地区冲击接地电阻小于 7Ω，山区小于 15Ω。

工程上视不同土壤电阻率，将不同尺寸的扁钢、角钢、钢管埋入地下组成单独接地体或接地网。由于金属的电阻率远小于土壤的电阻率，所以接地体本身的电阻在接地电阻中完全可以忽略不计。接地装置的作用在于确定地中电流起始扩散的边界条件，在不同程度上以其形状和尺寸影响接地电阻的大小。几种典型土壤的电阻率如表 6.7-1 所示。

表 6.7-1 几种典型土壤的电阻率

| 土壤类别 | 电阻率 ρ ($\Omega \cdot m$) | 土壤类别 | 电阻率 ρ ($\Omega \cdot m$) |
|-----------|------------------------------------|------|------------------------------------|
| 沼泽地 | 5~40 | 砂砾土 | 2000~3000 |
| 泥土、黏土、腐植土 | 20~200 | 山地 | 500~3000 |
| 沙土 | 200~2500 | | |

3 输电线路的雷电过电压及保护

架空输电线路地处旷野，绵延数千里，很容易遭受雷击。雷击是造成线路跳闸的主要原因；同时，雷击线路形成的雷电过电压波，沿线路传播侵入变电站，也是危害变电站设备安全运行的重要因素。

根据过电压形成的物理过程，雷电过电压可以分为两种：直击雷过电压和感应雷过电压。直击雷过电压是雷电直接击中杆塔、避雷线或导线（图 6.7-9 中 1、2 或 3）引起的线路过电压；感应雷过电压是雷击线路附近大地（图 6.7-9 中 4），由于电磁感应在导线上产生的过电压。

运行经验表明，直击雷过电压对电力系统的危害最大，感应过电压只对 35kV 及以下的线路有威胁。

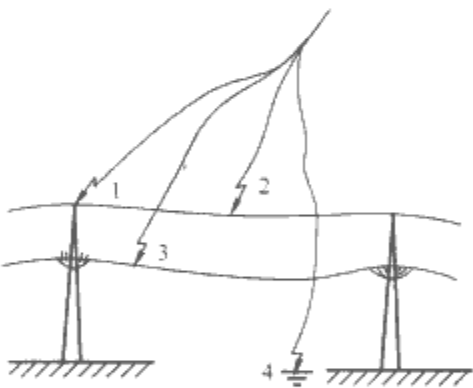


图 6.7-9 雷击输电线路部位示意图
1—杆塔；2—避雷线；3—导线；4—大地

按照雷击线路部位的不同，直击雷过电压又分为反击和绕击两种情况。

反击是雷击线路杆塔或避雷线时，雷电流通过雷击点阻抗使该点对地电位大大升高，当雷击点与导线之间的电位差超过线路绝缘的冲击放电电压时，会对导线发生闪络，使导线出现过电压。因为这时杆塔或避雷线的电位（绝对值）反而高于导线，故通常称为反击。

绕击是雷电直接击中导线（无避雷线时）或绕过避雷线（屏蔽失效）击于导线，直接在导线上引起过电压。后者通常称之为绕击。

雷击线路可能导致两种破坏性后果：①使线路发生短路接地故障。雷电过电压的作用时间虽然很短（数十微秒），但导线对地（避雷线或杆塔）发生闪络以后，工频电压将沿此闪络通道继续放电，进而发展成为工频电弧接地。此时继电保护装置将会动作，使断路器跳闸，影响线路正常送电。

②形成雷电波沿输电线路侵入变电站,在变电站内产生复杂的折反射过程,可能使电力设备承受很高的过电压,以致设备绝缘破坏,造成停电事故。

输电线路防雷性能的优劣,工程上主要用耐雷水平和雷击跳闸率这两个指标来衡量。

耐雷水平是指线路遭受雷击时所能耐受的不致引起绝缘闪络的最大雷电流幅值,单位为 kA。耐雷水平愈高,线路的防雷性能愈好。

雷击跳闸率是指折算至年雷电日数为 40 的标准条件下,每 100km 线路每年因雷击引起的线路跳闸次数,单位为:次/(100km·年)。雷击跳闸率是衡量线路防雷性能的综合性指标。

3.1 感应过电压

在雷云对地放电过程中,放电通道周围的空间电磁场将发生急剧变化。因而当雷击输电线附近的地面时,虽未直击导线,由于雷电过程引起周围电磁场的突变,也会在导线上感应出一个高电压来,这就是感应过电压。感应过电压包含静电感应和电磁感应两个分量,一般以静电感应分量为主。

虽然对于感应过电压形成的物理解释已经有了一个比较一致的认识,但由于难以得到雷电放电过程的原始数据等原因,感应过电压有多种不同的计算方法,而且结果还差别较大,下面只是给出工程实用的简单计算方法。

设地面雷击点距输电线路正下方的水平距离为 S ,一般当 S 超过 65m 时,规程规定,导线上感应过电压的幅值可计算为

$$U \approx 25 \frac{Ih}{S} \quad (6.7-9)$$

式中: I 为雷电流幅值, kA; S 为地面雷击点距线路的水平距离, m; h 为导线平均对地高度, m。由于导线悬挂时不可避免的弧垂(亦称弛垂) f ,导线悬挂点高度 H 与导线平均高度 h 的关系可近似为 $h = H - \frac{2}{3}f$ 。

可见雷电流幅值越大,导线离地越高,雷击点越近,则感应过电压也越高。

例如 $I=100\text{kA}$, $h=10\text{m}$, $S=65\text{m}$, 则 $U=384.6\text{kV}$ 。

由于雷击地面时,被击点的自然接地电阻较大,式(6.7-9)中的最大雷电流幅值不会超过 100kA,可按 $I \leq 100\text{kA}$ 进行估算。实测表明感应过电压的幅值一般在 300~400kV 左右,这一范围的过电压幅值对 35kV 及以下线路会造成闪络,对 110kV 及以上线路,由于导线对地线的距离及绝缘子串的长度已足够大,一般不至于引起闪络。

由于感应过电压对各相导线来说基本相同,所以不会发生相间闪络。又由于感应过电压是因电磁感应而产生的,其极性与雷云电荷也即与雷电流的极性正相反,因而绝大部分感应过电压是正极性的,这一点与直击雷过电压不同。另外,感应过电压的波形较直击雷过电压更平缓,波头由几微秒至几十微秒,波尾则可达数百微秒。避雷线由于对导线有屏蔽作用,因而能降低导线上的感应过电压幅值。避雷线与导线间的耦合系数越大,导线上的感应过电压就越低。

3.2 雷击导线过电压

无避雷线的线路,当雷闪放电过分靠近线路时,发生的就不是雷击地面的感应过电压,而是雷电直击导线的过电压。我国 110kV 及以上线路一般都架有避雷线,以免导线直接遭受雷击,但由于各种偶然因素的影响,仍有可能发生避雷线屏蔽失效,雷电绕过避雷线而击中导线的情况,通常

称绕击。

绕击发生的概率虽然很低,但一旦雷电击中导线,导致线路跳闸的几率将很高。如图 6.7-10 所示雷击导线上的 A 点,则在近似计算中假设雷电通道的闪络波阻抗 Z_0 约等于线路波阻抗 Z 的一半,即认为雷电波在雷击点未发生折反射,则 A 点的电位为

$$U_A \approx \frac{1}{4} IZ \quad (6.7-10)$$

式中: I 为雷电流幅值, kA; Z 为线路波阻抗, Ω 。

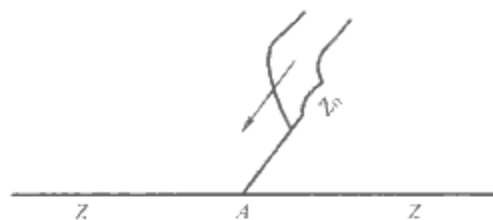


图 6.7-10 雷击导线 A 点

雷电击中导线后,雷电波将沿线路向两侧传播,当 U_A 超过绝缘子串的 50% 冲击放电电压时,将引起绝缘子闪络。此时以千安表示的线路耐雷水平为

$$I_n = \frac{U_{50}}{\frac{1}{4}Z} = \frac{4U_{50}}{Z} \quad (6.7-11)$$

一般架空线路波阻抗 $Z \approx 400\Omega$, 因而

$$I_n \approx U_{50}/100 \quad (6.7-12)$$

这就是我国现行电力行业标准中用来估算雷击导线过电压及耐雷水平的近似公式。因为是直击雷,其过电压极性与雷云电荷极性相同,故式(6.7-12)中 U_{50} 取绝缘子串的负极性 50% 放电电压。对 500kV 线路,一般悬挂 28 片瓷绝缘子,绝缘子串长 4.4m,负极性 $U_{50} \approx 2750\text{kV}$, 则耐雷水平 $I_n \approx 27.5\text{kA}$ 。这样的耐雷水平太低了,由前面雷电流的概率分布式(6.7-1)知, $I \geq 27.5\text{kA}$ 的概率高达 48.7%。电压等级低一些的线路在雷击导线下的耐雷水平将更低,对 110、220kV 输电线路,雷直击导线的耐雷水平将分别只有 7kA 及 12kA 左右。可见无避雷线是根本不行的。因此,对 110kV 及以上中性点直接接地的线路,一般要求全线架设避雷线,以防止线路频繁跳闸。

3.3 雷击塔顶过电压

雷击塔顶(包括雷击塔顶附近的避雷线)时,由于杆塔电感与接地电阻的存在,将使塔顶电位瞬时升高,其电位绝对值甚至大大超过导线电位,引起绝缘子串闪络,即反击,造成线路跳闸;同时在线路上形成过电压波向线路两侧传播,侵入发电厂、变电站。

雷击塔顶时,作用在绝缘子串上的电压为

$$U_i = (1-k) \left[\beta \left(R_i + \frac{L_i}{\tau_i} \right) + \frac{h}{\tau_i} \right] I \quad (6.7-13)$$

式中: I 为雷电流幅值; L_i 为杆塔等效电感; h 为塔高; R_i 为杆塔冲击接地电阻; k 为导线与避雷线的耦合系数; τ_i 为波头时间,防雷保护中一般取 $\tau_i = 2.6\mu\text{s}$; β 为塔身电流与雷电流之比,称分流系数。

当 $U_i \geq U_{50}$ 时,塔顶将向导线放电,发生闪络,则线路耐雷水平为

$$I_n = \frac{U_{50}}{(1-k) \left[\beta \left(R_i + \frac{L_i}{\tau_i} \right) + \frac{h}{\tau_i} \right]} \quad (6.7-14)$$

注意式中 U_{50} 应取绝缘子串的正极性 50% 放电电压。这是因

为绝大多数雷为负雷，从而雷击塔顶时，绝缘子串在塔顶悬挂端电位为负而导线端为正，比较接近于对绝缘子串进行正极性冲击试验的条件。

除上述三种雷电过电压外，还有一种雷击避雷线档距中央时的过电压，国内外大量的运行经验表明，此时引起档距中央避雷线与导线空气间隙发生闪络是非常罕见的，故对这种雷电过电压此处不再分析。

应当指出，上面的感应过电压、雷击导线过电压、雷击塔顶过电压的计算公式都没有考虑绝缘子串的运行电压，亦即导线的运行电压。对 220kV 及以下的线路来说，运行电压所占比重不大，一般可以忽略。但在超高压线路中，随着电压等级的提高，工作电压不应再被忽略，有人建议至少应按照导线运行相电压峰值的一半来考虑，且电压极性与雷电流极性相反。因为任何时刻都至少有一相导线运行在与雷电流相反的极性下。如果按照统计法计算，则雷击时的导线工作电压瞬时值及其极性应作为一个随机变量来考虑。但这些还都没有列入电力行业的相关规程中。

3.4 雷击跳闸率

当雷闪放电造成线路产生雷电过电压时，若雷电流超过相应情况下的耐雷水平，则导致线路绝缘发生闪络。但雷电过电压的持续时间极短，只有几十微秒，高压断路器还来不及跳闸。只有当冲击闪络后的闪络通道发展成稳定的工频电弧时才会导致线路跳闸。这些过程都有随机性。因此，工程中除耐雷水平外，还采用雷击跳闸率作为一个综合指标，来衡量线路防雷性能的优劣。我国电力行业标准 DL/T 620—1997 给出了一般土壤电阻率地区有避雷线线路的耐雷水平和雷击跳闸率数值，见表 6.7-2。

表 6.7-2 架空输电线路典型杆塔的耐雷水平及雷击跳闸率

| 电压等级 (kV) | 500 | 330 | 220 | 110 | 66 | 35 |
|------------------------|---------------|---------------|---------------|---------------|-------|-------|
| 雷击杆塔 时耐雷水平 (kA) | 125~175 | 100~150 | 75~110 | 40~75 | 30~60 | 20~30 |
| 平原跳闸率 [次/(100km·年)] | 0.081 | 0.12 | 0.25 | 0.83 | | |
| 山区跳闸率 [次/(100km·年)] | 0.17~ 0.42 | 0.27~ 0.60 | 0.43~ 0.95 | 1.18~ 2.01 | | |

注 跳闸率中，平原对应 $R_1=7\Omega$ ，山区两数据分别对应 R_1 为 7Ω 和 15Ω 。

4 发电厂、变电站的雷电过电压及保护

发电厂、变电站的安全运行对电力系统的重要性是不言而喻的，而且发电机、变压器等主要电气设备的内绝缘一旦击穿不能自恢复，修复起来十分困难，将大大延长停电时间。因此发电厂、变电站的雷击保护比线路要求更高，必须十分可靠。

发电厂、变电站的雷害可能来自两个方面：一是雷闪直接击中厂、站的设备；二是雷击线路产生的雷电过电压波沿线路侵入发电厂、变电站。

厂、站由于设备相对集中，采用避雷针、避雷线后可以非常有效地防护直击雷过电压。我国的运行经验表明，凡按规程要求正确安装了避雷针、避雷线和接地装置的厂、站，

发生绕击和反击的事故率非常低，约每年每百站 0.3 次，防雷效果是很可靠的。

因此对发电厂、变电站而言，侵入波过电压的危害是主要的，相应的防护措施主要是合理确定厂、站内避雷器的类型、参数、数量及位置，同时在厂、站的进线段上采取辅助措施以限制流过避雷器的雷电流的幅值，降低侵入波的陡度。变压器、旋转电机的防雷保护各有其特点，此处不再详述。对于直接与架空线路相连的发电机（一般称直配机），除在电机母线上装设避雷器外，还应装设并联电容器以降低电机绕组侵入波的陡度，保证电机匝间绝缘和中性点绝缘的安全。

4.1 直击雷过电压防护

直击雷防护的手段主要是装设避雷针或避雷线，使被保护电气设备处于避雷针或避雷线的保护范围之内，同时要求雷击避雷针或避雷线时不应对被保护设备发生反击。

避雷针按照其装设方式分独立避雷针和构架避雷针。如图 6.7-11 所示，独立避雷针受雷击时，由于巨大的雷电流在避雷针本体及其接地装置上产生很高的电位，因此，必须保证避雷针与被保护设备之间的空气间隙 S_a 及避雷针接地装置与被保护设备接地装置之间的地中距离 S_e 满足一定要求。我国电力行业标准要求

$$S_a \geq 0.2R_1 + 0.1h \tag{6.7-15}$$

$$S_e \geq 0.3R_1 \tag{6.7-16}$$

一般情况下， S_a 不宜小于 5m， S_e 不宜小于 3m。

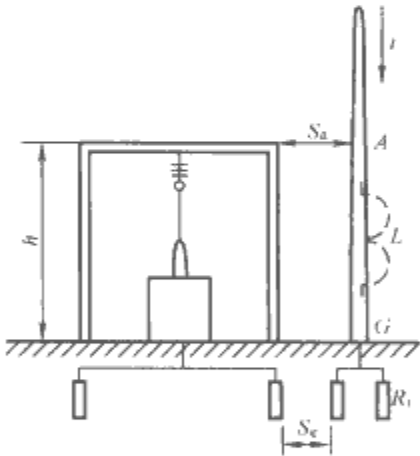


图 6.7-11 雷击独立避雷针

构架避雷针有造价低廉，便于布置等优点，但因构架离电气设备距离较近，更应注意反击的问题。对 110kV 及以上的设备，由于设备绝缘水平较高，在土壤电阻率不高的地区不易发生反击，一般允许装设构架避雷针，但在土壤电阻率大于 $2000\Omega \cdot m$ 的地区，宜装设独立避雷针。变压器是变电站中最重要的设备，一般不允许在变压器的门型构架上装设避雷针。

关于变电站采用避雷线的问题，过去因为强调避雷线断线有造成母线短路的危险，所以使用很少。国内外多年运行经验表明，只要结构布置合理，设计参数选择正确，避雷线有足够的截面和机械强度，同样可以得到很高的防雷可靠性。因此近年国内外兴建的 500kV 变电站有少数采用避雷线保护的倾向，近年我国的电力行业标准也规定采用或可以采用避雷线保护。

4.2 侵入波过电压防护

装设避雷器是发电厂、变电站限制侵入波过电压的主要

措施,需要正确选择避雷器的型式、参数,合理确定保护接线方式,如避雷器的数量、位置等。如果三台避雷器分别直接连接在变压器三个出线套管端部,只要避雷器的冲击放电电压和残压低于变压器的冲击绝缘水平,变压器就可以得到可靠的保护。

但是变电站内有许多电气设备,不可能在每个设备上都接一组避雷器。常常要求尽可能减少避雷器的组数(每组三台避雷器),又要保护全部电气设备的安全。况且由于布线上的困难,避雷器也不可能直接接到变压器等设备的接线端上,因此避雷器到各电气设备之间总有一段长度不等的距离。而且从来波方向上看,避雷器可能处于被保护设备之前,也可能处于被保护设备之后,即侵入波可能先到达避雷器,也可能先到达被保护设备。

设侵入波为波头陡度为 a 、波速为 v 的斜角波, $u(t)=at$, 避雷器与变压器之间的连线长度为 l , 避雷器的残压为 U_r , 则变压器端部的最高电压 U_t 为

$$U_t = U_r + 2al/v \quad (6.7-17)$$

无论变压器处于避雷器之前还是之后,式(6.7-17)的结果都是一样的。因此避雷器的放电电压和残压越高,侵入波越陡,离避雷器的电气距离越长,被保护设备上的过电压就越高。

4.3 气体绝缘变电站(GIS)的过电压防护

全封闭气体绝缘变电站(Gas Insulated Substation, GIS)是将除变压器以外的整个变电站的高压电气设备及母

线封闭在一个接地的金属壳内,壳内充以 $(3.03 \times 10^5 \sim 4.04 \times 10^5)$ Pa 的 SF_6 气体作为相间和对地的绝缘。

与敞开式变电站相比, GIS 在过电压保护和绝缘配合方面有如下特点:

(1) GIS 采用稍不均匀的电场结构,全伏秒特性比较平坦,负极性击穿电压比正极性低,因此其绝缘水平主要决定于雷电冲击水平。采用保护性能优异的氧化锌避雷器限制 GIS 的雷电过电压,特别是陡波过电压具有重要意义。

(2) 220kV 及以上电压等级的 GIS,单相封闭同轴母线的结构比较常见,其波阻抗 $Z \approx 60 \ln(r_2/r_1)$, 式中 r_2 和 r_1 分别为外壳和导杆的半径。从 GIS 绝缘结构的优化设计角度考虑,希望 r_2 与 r_1 之比接近最佳比例,即 $r_2/r_1 \approx e$, 此时 $Z \approx 60 \Omega$ 。但为了允许较高的电流密度,实际结构常常是 $r_2/r_1 > e$, 所以 GIS 的波阻抗一般在 $60 \sim 100 \Omega$ 之间,约为架空线路的 $1/5$ 。这对变电站的侵入波保护非常有利。

(3) GIS 结构紧凑,设备间电气距离小,避雷器与被保护设备距离近,防雷保护措施比敞开式变电站容易实现。

(4) GIS 绝缘完全不允许发生电晕,一旦发生电晕将立即击穿,而且不能自恢复。此外 GIS 的价格昂贵。因此,要求包括母线在内的整套 GIS 系统的过电压保护具有较高的可靠性,在设备绝缘配合上留有足够的裕度。

第 8 章 内部过电压及其保护

1 内部过电压

内部过电压是指在电力系统内部，由于操作或系统故障会使系统参数发生变化，在由此而引起的电力系统内部电磁能量转化或传递的过渡过程中，系统出现的过电压，称为内部过电压，也是为了区别由雷电引起的外过电压。

系统参数的变化多种多样，因此内部过电压的幅值、振荡频率以及持续时间不尽相同。通常可按产生原因将内部过电压分为暂时过电压和操作过电压。

暂时过电压包括谐振过电压及工频电压升高。操作过电压则是指电磁过渡过程中的过电压。若以其持续时间长短区分，一般持续时间在 0.1s 以内的过电压称为操作过电压，持续时间长的过电压则称为暂时过电压。

内部过电压是由系统内部状态变化而产生的，过电压数值通常与系统的额定电压成一定的比例关系，因此常用过电压倍数表示其幅值大小，基值则取为最大运行相电压幅值 $U_{ph,m} = \sqrt{2/3}U_N$ 。过电压倍数取决于系统的结构、设备参数、断路器性能、故障性质以及操作过程等因素，并且具有明显的统计性。

2 电力系统暂时过电压及保护

暂时过电压是一种在一定位置上的相对地或相间的过电压，具有一定的振荡频率，由于无阻尼或具有弱阻尼，因此持续时间较长。

暂时过电压产生的原因主要有空载长线路的电容效应、不对称接地故障、负荷突变以及系统中可能发生的线性或非线性（铁磁）谐振等。其振荡频率可以是基频频率，也可以是高次谐波或分次谐波频率。因此，常根据产生原因或振荡频率将暂时过电压分类，以便研究。一般按产生原因将暂时过电压分为工频电压升高及谐振过电压，本节将分别介绍。

图 6.8-1 所示为典型的合闸空载线路过电压倍数 K 随时间的变化曲线。按其变化过程可分为三个阶段：首先是具有高幅值、强阻尼的高频振荡的操作过电压，以后是持续时间较长的工频暂时过电压，暂时过电压以后主要是长线路电容效应引起的工频电压升高。

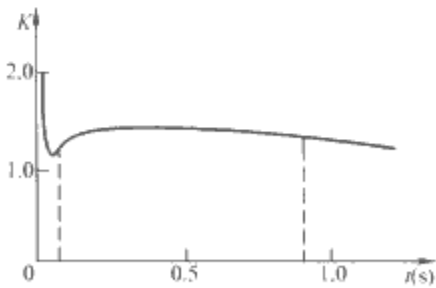


图 6.8-1 合闸空载线路过电压随时间的变化曲线

2.1 电力系统工频电压升高

暂时过电压的严重程度取决于其幅值和持续时间。由图 6.8-1 可知，工频电压升高的幅值不高，一般来说，对正常绝缘的电气设备没有危险。但是对于超高压系统，在进行绝

缘配合时，应首先就工频电压升高进行计算，这是因为：①工频电压升高常伴随操作过电压出现，其大小直接影响操作过电压的幅值；②工频电压升高的数值是决定避雷器额定电压的重要依据；③持续时间较长的工频电压升高，即使其幅值较其他过电压低，仍可能决定设备内、外绝缘的设计，危及设备的运行安全等。

在超高压系统中，为限制雷电及操作过电压，降低设备的绝缘水平，不但对工频电压升高的数值进行限制，对其持续时间也要予以规定。本节简单介绍空载长线路的电容效应、不对称短路引起的工频电压升高、甩负荷引起的工频电压升高的基本概念及其限制措施。对相关内容更深入的讨论及其应用感兴趣的读者可以参考相关文献。

2.1.1 空载长线路的电容效应

电容效应是指对于给定的 R 、 L 、 C 串联的集中参数电路，若其参数 $R \ll 1/\omega C$ 、 ωL ，且有 $1/\omega C > \omega L$ ，当有交流电流流过时，由于电感与电容上的压降 U_L 、 U_C 反相，且其有效值 $U_C > U_L$ ，于是电容上的压降大于电源的电动势，也就是“电感-电容”效应，简称“电容效应”。

对于分布参数电路，当末端空载时，一定条件下，首端的输入阻抗为容性，计及电源内阻抗的影响（感性），由于电容效应不仅使线路末端电压高于首端，而且使线路首、末端电压高于电源电动势。这就是系统中的空载长线路的工频电压升高。

对于一般电压等级的输电线路，传输距离不太长时，可以用集中参数等效电路表示。随着输电线路电压等级的提高，传送距离长达几百千米，研究这样的输电线路的传输特性时，就要采用分布参数模型。通常假定每相输电线路的电阻、电感、电导、电容是沿线均匀分布的。因此，可用单位长度线路参数 R_0 、 L_0 、 G_0 、 C_0 表示。均匀分布参数模型实际上就是许多无限小长度的等效集中参数电路链接的结果。图 6.8-2 所示为一均匀分布参数线路模型，其中 dx 为一等效电路代表的长度， x 为线路上任一点距线路首端的距离。

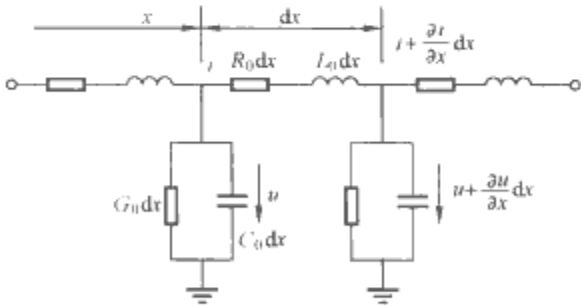


图 6.8-2 均匀分布参数线路模型

沿线路各点的电压 u 及电流 i 都是时间 t 及距离 x 的函数，即 $u(x, t)$ 及 $i(x, t)$ 。当输电线路作用有交流电源时，引入复数，则线路上各点电压及电流只是距离 x 的函数，即 $\dot{U}(x)$ 及 $\dot{I}(x)$ 。于是得到长线波动方程的复数形式

$$-\frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \dot{U}(x) \\ \dot{I}(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & R_0 + j\omega L_0 \\ G_0 + j\omega C_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}(x) \\ \dot{I}(x) \end{bmatrix} \quad (6.8-1)$$

求解得到

$$\begin{bmatrix} \dot{U}(x) \\ \dot{I}(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 e^{-\gamma x} + A_2 e^{\gamma x} \\ \frac{1}{Z_C} (A_1 e^{-\gamma x} - A_2 e^{\gamma x}) \end{bmatrix} \quad (6.8-2)$$

$$Z_C = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}} \quad (6.8-3)$$

$$\gamma(j\omega) = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)} \quad (6.8-4)$$

式中: Z_C 为输电线路特性阻抗或波阻抗; A_1 、 A_2 为由边界条件确定的两个积分常数, 通常为复数; γ 为输电线路的传播常数。 Z_C 和 γ 是由线路单位长度电阻、电感、电导、电容决定的, 与线路长度无关, 是表征线路传输特性的两个重要参数。

在分析空载长线路的电容效应时, 常引进输入阻抗及电压传递系数来反映输电线路传输特性。线路首端或末端对线路上任一点 x 的电压传递系数 K_{1x} 、 K_{2x} 定义为

$$K_{1x} = \frac{\dot{U}(x)}{\dot{U}_1}, K_{2x} = \frac{\dot{U}(x)}{\dot{U}_2} \quad (6.8-5)$$

线路首端或末端的输入阻抗 Z_{11} 、 Z_{22} 定义为

$$Z_{11} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1}, Z_{22} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2} \quad (6.8-6)$$

对于交流稳态, 它们均为复数。当线路及系统参数确定时, 它们具有确定的数值, 与电压、电流值无关。

2.1.2 不对称短路引起的工频电压升高

不对称短路是输电线路最常见的故障形式, 短路电流的零序分量会使健全相出现工频电压升高, 常称为不对称效应, 以不对称效应系数或接地系数表示由此而产生的工频电压升高的程度。

单相接地故障是系统中最为常见的不对称短路故障, 且引起的工频电压升高也最严重。为了保证避雷器可靠地工作, 要求避雷器在较高的工频电压下熄灭工频续流, 单相接地故障时健全相的工频电压即作为确定避雷器的主要参数——灭弧电压的依据。

系统发生不对称故障时, 故障点各相电压和电流是不对称的, 可以采用对称分量法利用复合序网方便地进行分析。单相接地故障时的复合序网如图 6.8-3 所示。设系统 A 相发生单相接地故障, 其边界条件为 $\dot{U}_A=0$ 、 $\dot{I}_B=\dot{I}_C=0$, 其中 \dot{E}_A 为正常运行时故障相对地电压 (正序), Z_1 、 Z_2 、 Z_0 分别为从故障点看进去的网络正序、负序和零序入端阻抗, \dot{U}_1 、 \dot{U}_2 、 \dot{U}_0 及 \dot{I}_1 、 \dot{I}_2 、 \dot{I}_0 分别为序网中电压和电流的正序、负序和零序分量。

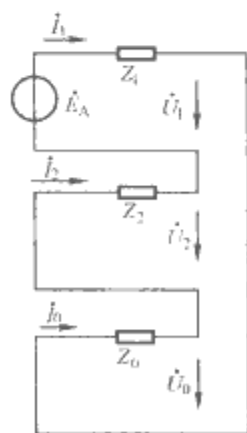


图 6.8-3 单相接地故障时的复合序网图

若以 $K^{(1)}$ 、 $K^{(2)}$ 表示单相和两相接地故障时的接地系数, 可以得到

$$K^{(1)} = -\frac{1.5Z_0}{Z_0 + Z_1 + Z_2} \pm j \frac{\sqrt{3}(2Z_2 + Z_0)}{2(Z_0 + Z_1 + Z_2)} \quad (6.8-7)$$

$$K^{(2)} = \frac{3Z_2Z_0}{Z_2 + Z_0} \frac{1}{Z_1 + \frac{Z_2Z_0}{Z_2 + Z_0}} \quad (6.8-8)$$

对于较大电源容量系统 $Z_1 \approx Z_2$, 若忽略各序阻抗中的电阻分量 R_1 、 R_2 、 R_0 , 则式 (6.8-7) 和式 (6.8-8) 可以简化为

$$K^{(1)} = -\frac{1.5 \frac{X_0}{X_1}}{2 + \frac{X_0}{X_1}} \pm j \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (6.8-9)$$

$$K^{(2)} = \frac{3}{2 + \frac{X_1}{X_0}} \quad (6.8-10)$$

接地系数的大小与零序阻抗关系极大, 特别是式 (6.8-7) 和式 (6.8-8) 中, 接地系数的大小决定于比值 X_0/X_1 , 而 X_0/X_1 值取决于系统中性点的接地方式。

2.1.3 甩负荷引起的工频电压升高

输电线路重负荷运行时, 由于某种原因 (如发生短路故障) 线路末端断路器突然跳闸甩掉负荷, 也是造成工频电压升高的另一重要原因, 通常称为甩负荷效应。

这种情况下, 影响工频电压升高的因素较多, 主要有以下几个方面: ①断路器跳闸前输送负荷的大小; ②空载长线路的电容效应; ③发电机励磁系统及电压调整器的特性; ④原动机调速器及制动设备的惰性等。

甩负荷后暂态电动势计算示意图见图 6.8-4。设系统正常运行时, 母线电压为 U_{ph} , 线路首端电流为 I_{ph} , 功率因素为 $\cos\varphi$, 因此传输的有功功率 $P=3U_{ph}I_{ph}\cos\varphi$ 、无功功率 $Q=3U_{ph}I_{ph}\sin\varphi$, 发电机电动势为

$$\dot{E} = jX_S \dot{I}_{ph} + \dot{U}_{ph} \quad (6.8-11)$$

$$E = \sqrt{(U_{ph} + I_{ph}X_S\sin\varphi)^2 + (I_{ph}X_S\cos\varphi)^2} \quad (6.8-12)$$

甩负荷前, 由于线路上输送相当大的有功及感性无功功率, 因此电源电动势必然高于母线电压。甩负荷后, 根据磁链不变原理, 电源暂态电动势 E'_d 维持原来数值 E , 所以

$$\begin{aligned} \frac{E'_d}{U_{ph}} &= \sqrt{\left(\frac{U_{ph} + I_{ph}X_S\sin\varphi}{U_{ph}}\right)^2 + \left(\frac{I_{ph}X_S\cos\varphi}{U_{ph}}\right)^2} \\ &= \sqrt{\left(1 + \frac{Q}{P_n} \frac{X_S}{Z_C}\right)^2 + \left(\frac{P}{P_n} \frac{X_S}{Z_C}\right)^2} \end{aligned} \quad (6.8-13)$$

式中: X_S 为电源等效电抗, 包括发电机的暂态电抗 X'_d 和变压器的漏抗 X_T , $X_S = X'_d + X_T$; Z_C 为线路波阻抗; P_n 为输电线路三相自然功率。

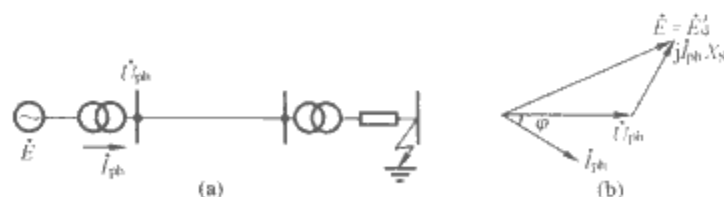


图 6.8-4 甩负荷后暂态电动势计算示意图
(a) 简化系统图; (b) 相量图

甩负荷后, 由于线路末端断路器跳闸, 形成电源带空载长线的运行方式, 必须计及长线的电容效应对工频电压升高的影响。如果断路器的开断是由短路故障引起的, 则由于强行励磁的作用, E'_d 的数值还会更高些。另外, 在故障切除

后,发电机的自动电压调整器经过一段时间后会起到降压作用,使 E'_d 降低。因此,电动势 E'_d 、母线电压及线路末端电压将首先上升,然后下降,上升的数值以及时间则取决于系统的参数及所用设备的性能。

影响工频电压升高的另一因素是发电机转速的增加。甩负荷后,由于调速器和制动设备的惰性,不能立即起到应有的调速效果,导致发电机加速旋转,使电动势及其频率上升,从而使空载线路中的工频电压升高更为严重。但这一过程的形成和衰减很慢。待自动电压调整器起作用后 E'_d 将降低,一般这个过程可持续达几秒钟之久。

2.1.4 工频电压升高的限制措施

由于工频电压升高对超高压系统绝缘水平的确定有重要作用,应当采取措施将工频电压升高限制在一定水平以下。

(1) 利用并联电抗器补偿空载线路的电容效应。设线路末端接有并联电抗器(电抗为 X_R),可以得到电源电动势对线路末端的电压传递系数 K_{02} ,即

$$K_{02} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{E}} = \frac{1}{\left(1 + \frac{X_S}{X_R}\right)\cos\alpha l + \left(\frac{Z_C}{X_R} - \frac{X_S}{Z_C}\right)\sin\alpha l} \quad (6.8-14)$$

令 $\varphi = \arctan \frac{X_S}{Z_C}$, $\theta = \arctan \frac{Z_C}{X_R}$, 则

$$K_{02} = \frac{\cos\varphi\cos\theta}{\cos(\alpha l + \varphi - \theta)} \quad (6.8-15)$$

此外,如果 $X_S=0$,则 $\varphi=0$,代入式(6.8-15)得到线路末端接有电抗器时线路首端对末端的电压传递系数为

$$K_{12} = \frac{\cos\theta}{\cos(\alpha l - \theta)} \quad (6.8-16)$$

可以看出,只要给定系统参数,利用式(6.8-15)即可计算出考虑电源电抗及末端电抗器时空载线路的工频电压升高。

线路末端接入并联电抗器的感性无功功率部分地补偿了线路的容性无功功率,相当于减小了线路长度,降低了末端电压升高。从线路首端来看,在通常采用的补偿情况下,线路首端输入阻抗 Z_{i1} 仍为容性,但数值增大,同样电源电抗的条件下,也降低了线路首端的电压升高。因此,并联电抗器的接入可同时降低线路首端及末端的工频电压升高。

超高压系统中,根据具体情况,适当地选择电抗器的容量及不同的安装位置,还可降低线路的充电功率。并联电抗器的容量通常以补偿度来表示。补偿度即并联电抗器的容量 Q_L 与空载线路电容无功功率 Q_C 之比。一般补偿度选择 60% 左右。

(2) 利用静止补偿器(SVC)限制工频电压升高。静止补偿器系统的接线示意图见图 6.8-5。它主要由可控硅开关

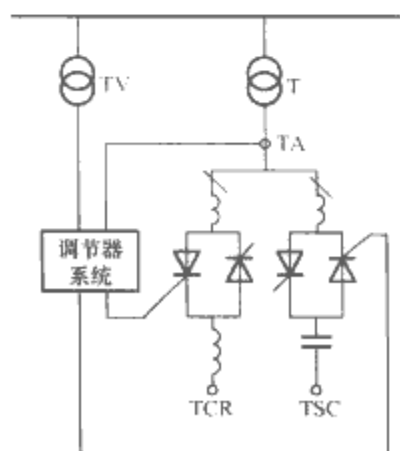


图 6.8-5 静止补偿器系统的接线示意图

投切的电容器组(TSC)、可控硅相角控制的电抗器组(TCR)及调节系统组成,静止补偿器和调相机一样,具有调节系统无功、控制系统电压和提高系统稳定的功能。但是它具有响应时间快、维护简单、可靠性高等一系列优点。

由于响应时间快,若选择适当的功率输出范围,安装在适当的地点可以有效地限制工频电压升高。

当发生工频电压升高时,TSC 被断开,TCR 导通,吸收无功功率,使工频电压升高降低。当发生不对称短路接地时,高压母线的电压互感器只要有一相电压低于某一数值,则低电压保护动作 TSC 闭锁并使 TCR 导通,以降低不对称短路引起的工频电压升高。

(3) 采用良导体地线降低输电线路的零序阻抗。输电线路的零序阻抗对不对称接地故障时产生的工频电压升高有很大影响。

系统的零序阻抗 X_0 除了取决于系统中性点接地方式,在中性点直接接地系统中,架空地线的材料及其接地方式也有很大影响。地线材料不同,地线自身阻抗也不同,具有较高电导率材料的架空地线,呈现较小的自身阻抗。地线接地方式不同,则线路零序阻抗不同。同一地线材料,地线良好接地时,地线中将流过较大的感应电流,因此线路的零序阻抗较绝缘时为小;而且采用高电导率材料的地线时,地线的良好接地或绝缘对线路零序阻抗影响较大。

显然,采用高电导率材料,且良好接地的架空地线,由于线路零序阻抗的降低,可以降低由于不对称故障引起的工频电压升高。

2.2 电力系统谐振过电压

电力系统中包括许多电感和电容元件,作为电感元件的有电力变压器、互感器、发电机、消弧线圈以及线路导线等的电感,作为电容元件的有线路导线的对地电容和相间电容、补偿用的串联和并联电容器组以及各种高压设备的寄生电容等。在系统进行操作或发生故障时,这些元件可能形成各种不同的振荡回路,在一定的能源作用下,产生谐振现象,引起谐振过电压。

谐振过电压不仅会在进行操作或发生故障的过程中产生,而且可能在过渡过程结束后的较长时间内稳定存在,直到发生新的操作,谐振条件受到破坏为止。因此,谐振过电压比操作过电压的持续时间长,性质上属于暂时过电压。谐振过电压的严重性既取决于它的幅值,也取决于它的持续时间。谐振过程不仅会产生过电压危及电气设备的绝缘,产生持续的过电流而烧毁设备,而且还可能影响过电压保护装置的工作条件,如影响阀型避雷器的灭弧条件。不同电压等级、不同结构的系统中,可以产生不同类型的谐振过电压。通常认为系统中的电阻和电容元件为线性参数,电感元件则一般有三类不同的特性参数。对应三种电感参数,在一定的电容参数和其他条件配合下,可能产生线性谐振过电压、铁磁谐振过电压和参数谐振过电压三种不同性质的谐振现象。

2.2.1 线性谐振过电压

在 L 、 C 串联线性电路中,电感元件的参数为常数,不随元件上的电压或电流的变化而变化。它们与系统中的容性元件形成串联回路,在交流电源的作用下,当系统回路的自振荡频率等于或接近电源频率时,可能产生强烈的线性谐振现象。这时即使是在稳态也可能在电感或电容元件上产生很高的过电压,因此串联谐振也称作电压谐振。显然,为防止这种过电压的发生应避免这种串联谐振现象的发生。

图 6.8-6 所示为串联线性谐振电路。这种电路常常是在

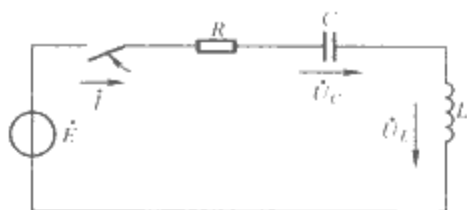


图 6.8-6 串联线性谐振电路

操作或故障引起的过渡过程中出现。设电源电压为 $\sqrt{2}E \sin(\varphi + \varphi_0)$ ， R 为回路的阻尼电阻， $\delta = R/2L$ 为回路的阻尼率。由于 R 较小，可以忽略电阻对自振角频率的影响，所以 $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ 。当回路中电感电流和电容电压的初始值为零时，可得出在过渡过程中电容 C 上的电压为

$$u_C(t) = \sqrt{2}U_C \left[-\cos(\omega t + \varphi) + \sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi} e^{-\delta t} \cos(\omega_0 t + \theta) \right] \quad (6.8-17)$$

式中： U_C 及 φ 为电容电压稳态分量的有效值及初相角，可由电路稳态计算得到。稳态时，回路阻抗角为

$$\varphi = \arctan \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} \quad (6.8-18)$$

按电路的稳态及暂态情况进行分析：

(1) 电路的稳态情况。当 $\omega_0 = \omega$ ，电路处于谐振状态。这时回路的感抗等于容抗，即 $\omega L = 1/\omega C$ ，此时

$$U_L = U_C = I\omega L = \frac{E}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{E}{R} Z \quad (6.8-19)$$

可见，回路 R 越小，谐振过电压越高；当 $R \rightarrow 0$ 时，过电压将趋于无穷大。

当 $\omega_0 \approx \omega$ ，电路接近谐振状态。此时

$$U_L \approx U_C \approx \frac{E}{2\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)} \quad (6.8-20)$$

当 $\Delta\omega/\omega_0 = 10\%$ 时，电容和电感上的电压可达电源电压的 5 倍；当 $\Delta\omega/\omega_0 = 20\% \sim 25\%$ ，也有两倍左右的稳态过电压。

(2) 电路暂态时的情况。当 $\omega_0 \gg \omega$ ，合闸相角 $\varphi_0 = \pm 90^\circ$ 时出现最大过电压。取 $\varphi_0 = 90^\circ$ ，则 $\varphi = \theta = 180^\circ$ ，式 (6.8-17) 可以写成

$$u_C(t) = \sqrt{2}U_C (\cos \omega t - e^{-\delta t} \cos \omega_0 t) \quad (6.8-21)$$

其波形为工频分量上叠加一衰减的高频分量，最大过电压可达稳态电压的两倍。

当 $\omega_0 \ll \omega$ ，合闸相角 $\varphi_0 = 180^\circ$ 时出现最大过电压。取 $\varphi = \theta = 90^\circ$ ，式 (6.8-17) 可以写成

$$u_C(t) = \sqrt{2}U_C \left(\sin \omega t - \frac{\omega}{\omega_0} e^{-\delta t} \sin \omega_0 t \right) \quad (6.8-22)$$

其最大过电压可达稳态电压的 $(1 + \omega/\omega_0)$ 倍。

当 $\omega_0 = \omega$ ，合闸时的最大过电压与合闸相位无关。设合闸相角为 φ_0 ，则 $\varphi = \theta = \varphi_0$ ，电容上的电压可以表示为

$$u_C(t) = -\sqrt{2}U_C (1 - e^{-\delta t}) \cos(\omega t + \varphi_0) \quad (6.8-23)$$

这时 $u_C(t)$ 的波形为幅值按指数增大的工频振荡，其幅值最后趋于稳态值。可见，电路处在完全谐振状态时，过电压幅值不会超过稳态时的幅值，当然这时的稳态值是很高的。

当回路自振荡角频率接近电源角频率 ($\omega_0 \approx \omega$) 时，电容上的电压会出现拍频波形。对于阻尼很小的回路，在拍频振荡时，电容上的电压幅值可能达到稳态幅值的两倍。

综上所述，线性谐振现象具有如下特点：

(1) 只要串联回路的电感和电容参数为常数，回路的自振荡频率就是固定的，当电源频率与之接近或相等时就会发生线性谐振现象。实际电路比较复杂，有时可能具有一个以上的自振频率，甚至电源中也可能包括有谐波，这时只要回路中的一个自振频率与电源频率或它的某一个谐波频率相等或接近，就可能产生这个频率下的线性谐振现象。

(2) 当 $\omega_0 = \omega$ 时，过电压只能由回路电阻来限制，一般回路电阻很小，所以线性谐振过电压幅值可能很高。而且，在操作或事故造成的谐振过电压的暂态过程中，过电压幅值不会超过稳态幅值。

2.2.2 铁磁谐振过电压

电感元件因含有铁心会产生饱和现象，电感参数不再是常数，而是随着电流或磁通的变化而变化。这种含有非线性电感元件的电路，在满足一定条件时，会产生铁磁谐振。与线性谐振相比较，铁磁谐振现象具有很多特点。铁磁谐振现象常常发生在由空载变压器、电压互感器和电容器组成的回路中。

由于铁磁元件的非线性特性，电感值不是常数，回路中没有固定的谐振频率，同样的回路中，即可能产生谐振频率等于电源频率的基波频率，也可能产生高次谐波和分次谐波谐振；即使是在基波谐振时，除基波分量外，也还可能有高次谐波。这是铁磁谐振的重要特点。

图 6.8-7 所示为简单的串联铁磁谐振回路。设回路中只有基波电压及电流，因此可以采用复数及矢量进行分析计算。图 6.8-8 所示为电感及电容上电压随电流变化的曲线 $U_L(I)$ 、 $U_C(I)$ ，曲线上电压及电流均用有效值表示。由于 C 为常数， $U_C(I) = I/\omega C$ 是一条直线。铁心电感则由于其磁饱和特性，电流较小时具有未饱和的电感值 L_0 ， $U_L(I)$ 基本上是条直线；随着电流的增加，铁心逐渐饱和，电感值下降， $U_L(I)$ 不再是直线。在满足

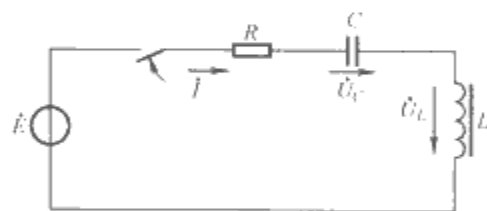


图 6.8-7 串联铁磁谐振回路

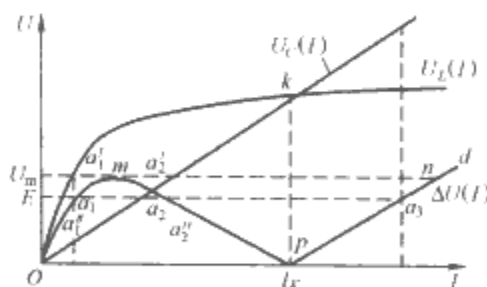


图 6.8-8 串联铁磁谐振回路的特性曲线

$$\omega L_0 > \frac{1}{\omega C} \quad (6.8-24)$$

时，在 $I = I_K$ 处曲线 $U_L(I)$ 与 $U_C(I)$ 有交点 K ，这时 $U_L = U_C$ ，如同线性回路的谐振点。在电流 I 逐渐增大的过程中电路由感性经 K 点后变为容性。若忽略回路电阻 R ，从回路元件上电压的平衡关系可以得到

$$E = \dot{U}_L + \dot{U}_C \quad (6.8-25)$$

因 U_L 与 U_C 反相，有

$$E = \Delta U(I) = |U_L(I) - U_C(I)| \quad (6.8-26)$$

ΔU 为回路电压降总和的绝对值， ΔU 与 I 的关系表示于图

6.8-8中。图 $I=I_K$ 时, $\Delta U=0$ 。按照线性谐振的定义可以这样理解: 如果铁心未饱和时, 回路参数满足式 (6.8-24) 的条件, 则回路的自振频率低于电源频率; 随着线圈中电流的增加, 电感值下降, 使回路自振角频率 ω_0 上升到接近或等于电源角频率 ω , 满足了串联谐振的条件。总之, 由于铁心的饱和, 电感值下降, 使回路由非谐振状态转化为谐振状态, 因此产生铁磁谐振的条件是 $\omega L_0 > 1/\omega C$ 。实际上, 由分析可知图 6.8-8 上 $p(I=I_K)$ 点为不稳定工作点, 回路的工作状态只能稳定在伏安特性 ΔU 的 om 段及 pd 段, 前者称为非谐振区, 后者称为谐振区。这是与线性回路的重要区别。

正是由于铁磁谐振产生原因不同, 也带来了一系列不同于线性谐振的特点。分析图 6.8-8 可知, 在一定电源电势 E 作用下, 串联铁磁谐振回路存在两个可能的稳定工作点: ①非谐振工作状态 a_1 点, 回路呈电感性, 回路中的电流及电感、电容上的电压都不大; 断路器跳闸前输送负荷的大小。②谐振工作状态 a_3 点, 工作区域超过了特性曲线的交点 K , 回路呈电容性, 不仅回路电流较大, 电感及电容上也会出现过电压, 只是由于电感元件的饱和特性, 过电压的幅值会受到一定限制。

在图 6.8-8 中, 随电动势 E 的增加, 回路的工作点将由 o 点逐渐上升到 m 点, 随后突变到 n 点, 回路电流将由电感性变为电容性; 若电动势 E 继续上升, 工作点将随着 nd 变化; 若此后电动势缓慢下降, 工作点将不会沿 nm 回到 m 点, 而是沿 np 降至 p 点, 再突变到 o 点, 回路由电容性变成电感性。铁磁谐振回路中这种工作点的跃变现象, 使回路电流相位发生 180° 的变化, 称为相位反倾现象。

而基波铁磁谐振的产生条件及主要特点包括: ①对于串联谐振回路, 产生铁磁谐振的条件是 $\omega_0 = 1/\sqrt{L_0 C} < \omega$, 对一定的电感值 L_0 , 铁磁谐振可以在很大的电容值的范围内发生。②在铁磁谐振回路中, 若电源电动势较小, $E < U_m$ 时, 回路存在两个可能稳定工作的状态: 基波的非谐振状态和谐振状态。然而, 谐振状态只能“激发”产生, 且“激发”消失后谐振状态大多可以“自保持”。若 $E > U_m$ 时, 则只有一个基波谐振的稳定工作状态, 且可以“自激”产生。③铁磁谐振回路中的参数 (电源电动势 E 、电容 C) 平滑变化时, 回路工作状态可能发生突变, 谐振现象可能突变式地产生或消失 (跃变现象), 且伴有相位反倾现象。④铁磁元件的非线性特性是产生铁磁谐振的根本原因, 但其饱和效应本身又限制了过电压的幅值。⑤回路损耗是阻尼和限制铁磁谐振过电压的有效措施。回路电阻增加使谐振范围缩小, 过电压幅值降低, 当电阻大于一定数值时, 就不会“激发”出强烈的铁磁谐振过电压。因此在电力系统中铁磁谐振过电压多发生在变压器空载或轻载的时候。⑥对于铁磁谐振回路, 即使是简单的串联回路, 只要参数配合适当, 谐振角频率也可以是电源角频率的整数倍或分数倍。

电力系统中常见的铁磁谐振过电压有断线过电压和传递过电压两种。

(1) 断线过电压。“断线”泛指导线因故障折断 (有时伴随断线的一端接地)、断路器非全相操作以及熔断器的一相或两相熔断等。只要电源侧和负荷侧中任一侧中性点不接地, 在断线时常可能发生谐振过电压。

断线过电压的出现会导致系统中性点位移、负载变压器的相序反倾、绕组电流急剧增加、绕组两端及导线对地的过电压等, 严重的情况会使绝缘闪络、避雷器爆炸、电气设备损坏, 某些情况下这种过电压可能会传递到绕组的另一侧,

形成传递过电压。

限制断线过电压的措施除了加强线路的巡视与检修外, 还有: ①不采用熔断器, 减少三相断路器的不同期操作, 尽量使三相同期; ②在中性点接地系统中, 操作中中性点不接地的变压器时, 将变压器的中性点临时接地。

(2) 传递过电压。当系统中发生不对称接地故障或断路器不同期操作时, 可能出现明显的零序工频电压分量, 通过静电和电磁耦合在相邻线路之间或变压器绕组之间会产生工频电压传递现象, 从而危及低压侧电气设备绝缘的安全; 若与接在电源中性点的消弧线圈或电压互感器等铁磁元件组成谐振回路, 还可能产生线性谐振或铁磁谐振传递过电压。

为了限制传递过电压, 可以采取一些针对性的措施。在高压侧避免采用熔断器、尽量避免高压断路器不同期操作等, 以减少在高压侧出现零序电压的可能性。对中性点直接接地系统中的中性点不接地的变压器进行操作时, 可将变压器的中性点临时接地, 并借助于三角形联结的低压绕组的作用, 可以避免由于非全相动作而在高压侧出现零序电压。在低压侧不装消弧线圈以及对地电容很小的情况下, 可以在低压侧三相对地间装设电容器组, 通常作为永久性的措施每相装 $0.1\mu F$ 以上的电容器即可。若低压侧中性点经消弧线圈接地, 则应进行校验, 保持一定的脱谐度。

对于超高压系统中的各种谐振过电压以及电力系统中高频和分频铁磁谐振, 以及电磁式电压互感器引起的铁磁谐振过电压, 及其限制措施, 这里不再一一介绍, 感兴趣的读者可以参看本书相关章节。

2.2.3 参数谐振——自激过电压

当同步发电机接有容性负荷 (如空载线路) 时, 由于容性电流的助磁作用, 如果参数配合不当, 即使励磁电流很小, 甚至为零 (零起升压), 也会使发电机的端电压和电流急剧上升, 最终产生很高的过电压, 使与其他发电机的并联运行成为不可能, 这种现象称作发电机的自励磁, 所产生的自励磁过电压称自激过电压。发电机的自励磁现象就其物理本质来说是由于发电机旋转时电感参数发生周期性变化, 与电容形成参数谐振而引起的。

图 6.8-9 给出了发电机接有容性负载的等效接线图以及电感的变化曲线。正常运行时, 水轮发电机 (凸极机) 的同步电抗在 $X_d = \omega L_d$ 和 $X_q = \omega L_q$ 之间周期性的变化 ($X_d > X_q$), 且在每一个电周期 T 内电感值在 L_d 和 L_q 之间变化两个周期。当发电机处于异步运行时, 无论是水轮发电机还是汽轮发电机 (隐极机), 其电抗将在一周期内在暂态电抗 X'_d 和 X'_q 之间变化两个周期 ($X'_d < X'_q$)。为了简化, 假设电感变化曲线如图 6.8-9 所示。

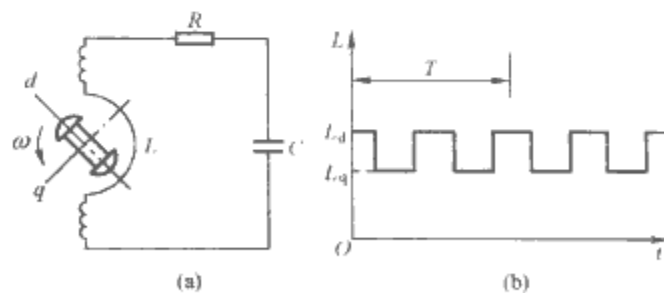


图 6.8-9 参数谐振电路及电感参数的变化曲线
(a) 参数谐振电路; (b) 电感参数的变化曲线

为了定性分析参数谐振的发展过程, 对电感参数的变化规律作一些理想化的假定。

(1) 电感参数的变化是突变的, 如图 6.8-10 (a) 所示, 且 $L_1 = kL_2$, 其中 $k > 1$ 。因此, 当电感为 L_1 和 L_2 时, 回路

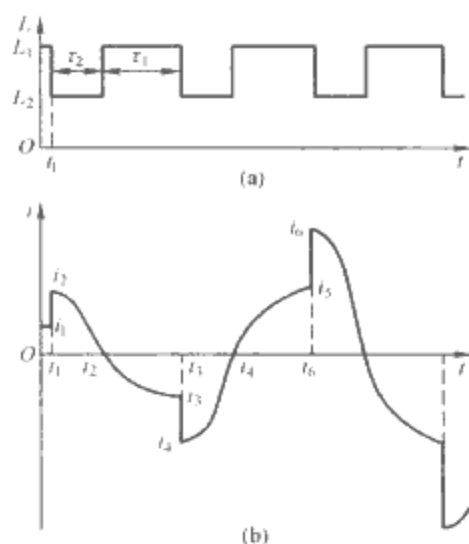


图 6.8-10 参数谐振的发展过程

(a) 电感随时间的变化曲线;

(b) 电流随时间的变化曲线

的自振荡周期分别为

$$T_2 = 2\pi \sqrt{L_2 C}$$

$$T_2 = 2\pi \sqrt{L_2 C} = \sqrt{k} T_1 > T_1 \quad (6.8-27)$$

(2) 电感变化的时间间隔 τ_1 、 τ_2 恰好分别为其自振荡周期的四分之一, 即: $\tau_1 = \frac{1}{4} T_1$ 、 $\tau_2 = \frac{1}{4} T_2$ 。

(3) 略去回路损耗。下面分段说明自激发展过程, 见图 6.8-10 (b)。

1) $t < t_1$ 。设在 $t < t_1$ 时发电机绕组中流过电流为 i_1 , 该电流可以是在无励磁的情况下, 由剩磁产生的。在 $t = t_1$ 时, 电感参数由 L_1 突变到 L_2 。由于电感线圈中磁链 Ψ 不能突变, 绕组中的电流将从 i_1 突变到 i_2 , 即

$$\left. \begin{aligned} \Psi &= L_1 i_1 = L_2 i_2 \\ i_2 &= \frac{L_1}{L_2} i_1 = k i_1 \end{aligned} \right\} \quad (6.8-28)$$

此时电感中的储能从 W_1 突变到 W_2

$$\left. \begin{aligned} W_1 &= \frac{1}{2} L_1 i_1^2 \\ W_2 &= \frac{1}{2} L_2 i_2^2 = k W_1 \end{aligned} \right\} \quad (6.8-29)$$

可见, 电感从 L_1 突变到 L_2 时, 线圈中的电流和磁能都增加为原来的 k 倍。能量的增加是来自使参数发生变化的机械能。

2) $t_1 < t \leq t_2$, $t_3 = t_2 + \tau_2$ 。当 $t > t_1$ 以后, 由于外界无电源, 也没有机械能输入 (电感等于常数 L_2 没有改变), 回路中出现以周期为 T_2 的自由振荡, 电流按余弦规律变化, 经过 $\tau_2 = T_2/4$ 时间后, 从 i_2 降为零。这时电感中的全部磁能 $k W_1$ 转化成电容 C 的电能 $1/2 C u^2$, 在电容上出现了电压。

在 $t = t_2 = t_1 + \tau_2$ 时, 绕组的电感又从 L_2 突变到 L_1 , 但此时因电感中没有磁能, 所以电感的变化不会引起磁能和电流的变化。

3) $t_2 < t \leq t_3$, $t_3 = t_2 + \tau_1$ 。当 $t > t_2$, 回路中又出现了周期为 T_1 的自由振荡, 经 $\tau_1 = T_1/4$ 时间电流达到幅值为 i_3 , 这段时间内没有能量从外界输入, 仅是电容 C 上的电能 $k W_1$ 全部转变为磁能 $0.5 L_1 i_3^2$, 所以有

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{2} L_1 i_3^2 &= k W_1 = \frac{1}{2} k L_1 i_1^2 \\ i_3 &= \sqrt{k} i_1 \end{aligned} \right\} \quad (6.8-30)$$

在 $t = t_3$ 时, 电感参数再一次由 L_1 突变为 L_2 , 根据磁链不变原则, 电流又将发生突变

$$\left. \begin{aligned} L_1 i_3 &= L_2 i_4 \\ i_4 &= k i_3 = k^{\frac{3}{2}} i_1 \end{aligned} \right\} \quad (6.8-31)$$

相应的磁场能量为

$$W_4 = \frac{1}{2} L_2 i_4^2 = \frac{1}{2} L_1 k^2 i_1^2 = k^2 W_1 \quad (6.8-32)$$

如此循环, 每经过 $t_2 + \tau_2$ 时间, 电流 i 增加 \sqrt{k} 倍, 见图 6.8-10 中 $i_5 = \sqrt{k} i_3 = k i_1$ 、 $i_6 = \sqrt{k} i_4 = k^2 i_1$ 、…。经过电磁振荡, 不断把机械能转化为电磁能, 电感电流和电容电压越来越大, 这就是参数谐振的发展过程。

需要指出的是, 铁磁元件电感参数的变化是在交变磁通或电流作用下由于元件本身的非线性特性所决定的, 其变化能量来自交变电源; 而旋转发电机参数的突变所需的能量则是由发电机在转动时通过原动机提供的, 如水轮机或汽轮机, 不需要其他的电源电压。同时, 上述分析都是在理想条件下进行的, 即认为电感参数会发生突变。一般可以认为发电机在等速旋转时其电抗不会发生突变, 而是按正弦规律变化, 但参数谐振的发展过程和以上的讨论一致。

下面分析对于产生参数谐振应满足的条件。

发电机的电感参数变化的频率是电源频率的两倍, 参数谐振的频率即电源的频率——基频。通常, 把发电机在同步运行时引起的参数谐振称为同步自激, 在异步运行时产生的自激现象称为异步自激。对于凸极机, 产生同步自激参数谐振时, 回路的自振荡频率应满足以下条件

$$\frac{1}{\sqrt{L_d C}} < \omega < \frac{1}{\sqrt{L_q C}} \quad \text{即} \quad \omega L_q < \frac{1}{\omega C} < \omega L_d \quad \text{或者} \quad X_d > X_c > X_q \quad (6.8-33)$$

显然, 隐极机是不可能产生同步自激的, 因为 $X_d = X_q$ 。对于异步自激, 则回路参数应满足

$$X_q > X_c > X'_d \quad (6.8-34)$$

理论上讲, 只要回路参数满足了以上条件, 即可产生自激现象, 发电机绕组电流及电容电压可达无穷大。但实际上, 随着电流的增大, 发电机铁心趋于饱和, 电感参数很快下降, 回路自动偏离了式 (6.8-33) 和式 (6.8-34) 的条件, 使过电压和过电流的幅值受到限制而趋于一稳定值。

为了消除自激现象, 可以采取的措施主要有: ①临时在发电机定子绕组中串入大电阻以增大回路的阻尼电阻, 使之大于 R_1 和 R_2 ; ②超高压系统中常采用并联电抗器补偿, 这相当于增加了 X_c 值, 使回路参数处于自激范围外; ③采用快速自动调节励磁装置, 通常可消除同步电激; ④在操作方式的安排上尽可能使回路参数处于自激范围之外等。

综合来看, 参数谐振过电压具有以下特点:

(1) 参数谐振所需的能量由改变参数的原动机供给, 不需要单独的电源, 一般只要有一定的剩磁或电容中的残余电压, 参数配合不当就可以使谐振得到发展。

(2) 由于回路中有损耗, 只有参数变化所引入的能量足以补偿回路的损耗, 才能保证谐振的发展, 因此对应一定的回路电阻有一定的自激范围。谐振发生以后, 由于电感的饱和, 会使回路自动偏离谐振条件, 使自激过电压不能继续增大。

3 电力系统操作过电压及保护

电力系统运行中由于运行状态的突然变化, 如正常操作或故障操作, 导致系统内电感和电容元件间电磁能的互相转换, 引起振荡性的过渡过程, 从而在某些设备或局部电网上出现过电压, 这就是操作过电压, 也称内过电压, 以别于由雷电引起的外过电压。

在中性点直接接地系统中，常见的操作过电压有合闸空载线路过电压、切除空载线路过电压、切除空载变压器过电压以及解列过电压等。近年来，由于断路器及其他设备性能的改善，切除空载线路及切除空载变压器过电压已变得不严重了，而产生高幅值的解列过电压的概率实际上很少，因此在超高压系统中以合闸（包括重合闸）过电压最为严重。

在中性点非直接接地系统中，主要是弧光接地过电压，其防护措施是使系统中性点经消弧线圈接地。为克服中性点经消弧线圈接地的种种弊病，近年来我国许多地区 6~10kV，甚至 35kV 系统的中性点采用了经低电阻、中电阻或高电阻接地方式。

其他还有解列过电压、谐振过电压等。

另外，由于空载长线路的容生效应、不对称短路、突然甩负荷等原因引起的工频电压升高，在超高压系统的绝缘配合中，虽然幅值远不如操作过电压高，但持续时间长，并且有时其大小还直接影响操作过电压的幅值，因此也必须对其升高的数值及持续时间给予限制。

由于操作过电压是电网本身振荡引起的，所以其过电压幅值和电网本身电压大致有一定的倍数关系，通常以发生过电压处设备的最高运行相电压（峰值）的倍数来表示操作过电压的大小。

为绝缘配合许可的相对地操作过电压倍数如下：

30~65kV 及以下系统（非直接接地）：4.0 倍。

110~145kV 系统（非直接接地）：3.5 倍。

110~220kV 系统（直接接地）：3.0 倍。

330kV 系统（直接接地）：2.75 倍。

500kV 系统（直接接地）：2.0 倍。

相间操作过电压倍数为：

35~220kV：相对地过电压的 1.3~1.4 倍。

330kV：相对地过电压的 1.4~1.45 倍。

500kV：相对地过电压的 1.5 倍。

由于操作过电压的数值与系统的额定电压有关，所以随着系统额定电压的提高，操作过电压的幅值亦迅速增长。对于 220kV 及以下系统，通常设备的绝缘结构设计允许承受可能出现的 3~4 倍的操作过电压，因此不必采取专门的限压措施。然而对于 330kV 及以上超高压系统，如果仍按 3~4 倍的操作过电压考虑，势必导致设备绝缘费用的迅速增加；此外，由于外绝缘及空气间隙的操作冲击强度对绝缘距离的“饱和”效应，会使设备的绝缘结构复杂、体积庞大，进一步影响到设备的造价、工程的投资等经济指标。

因此，在超高压系统中必须采取措施将操作过电压强迫限制在一定水平以下。目前采取的有效措施主要有线路上装设并联电抗器、采用带有并联电阻的断路器以及磁吹阀型避雷器或金属氧化物避雷器（MOA）等。随着这些限制措施的采用以及其本身性能的改善，超高压系统中操作过电压倍数有所降低。

3.1 合空载线路过电压

合空载线路是电力系统常见的一种操作，通常分为两种情况，即正常合闸和自动重合闸。由于初始条件的差别，其中以重合闸过电压的情况更为严重。

3.1.1 正常空载线路合闸过电压

由于正常的运行需要而进行的合闸操作叫正常合闸，也称计划性合闸，比如线路检修后投入运行、根据调度需要对送电线路进行合闸操作等。在这种情况下，合闸前线路不存在任何异常，线路上的起始电压为零。若设三相接线完全

对称，且三相断路器同期合闸，则可按照单相线路进行分析。利用分布参数电路分析空载线路合闸过电压是比较复杂的，这里我们仅用集中参数电路作一下简单分析。

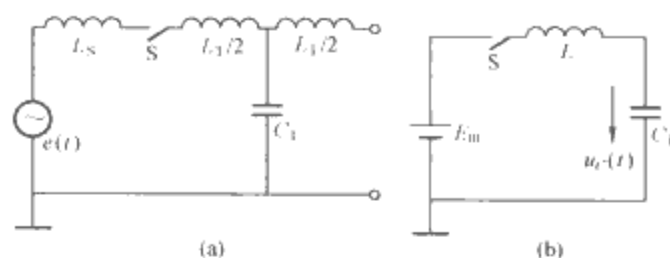


图 6.8-11 合闸空载线路时的集中参数等效电路

(a) 等效电路；(b) 简化后的等效电路

图 6.8-11 (a) 所示电路中，线路用 T 型等效回路代替， L_T 、 C_T 分别为线路等效电感、电容， L_S 为电源等效电感， $e(t) = E_m \sin(\omega t + \phi)$ 为单相电源，以最大工作相电压计。在图 6.8-11 (b) 简化后的等效电路中， $L = L_S + L_T/2$ ， E_m 为电源电动势最大值。因为在电压峰值处合闸时过电压最大，且过渡过程的振荡频率比电源频率高，在电源电压峰值附近合闸，电源电压变化是比较缓慢的，近似认为保持 E_m 不变。

对图 6.8-11 (b) 所示的电路在 $t=0$ 时合闸，很容易解得

$$u_C(t) = E_m(1 - \cos\omega_0 t) \quad (6.8-35)$$

式中： ω_0 为过渡过程的振荡角频率， $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_T}}$ ，对超高压线路， ω_0 较低，为电源角频率的 1.5~4 倍，对低压线路 ω_0 较高。

从式 (6.8-35) 易见，当 $t = \pi/\omega_0$ 时， $u_C(t)$ 达最大值， $U_{Cm} = 2E_m$ 。我们也可以将式 (6.8-35) 改写为

$$u_C(t) = E_m - E_m \cos\omega_0 t \quad (6.8-36)$$

式中： E_m 为稳态分量； $-E_m \cos\omega_0 t$ 为自由振荡分量，当仅关心过电压幅值时，显然有

$$\begin{aligned} \text{过电压幅值} &= \text{稳态值} + \text{振荡幅值} \\ &= \text{稳态值} + (\text{稳态值} - \text{起始值}) \\ &= 2 \times \text{稳态值} - \text{起始值} \end{aligned} \quad (6.8-37)$$

对空载线路，线路上不存在残余电压，起始值为零，故从式 (6.8-37) 也可得 $U_{Cm} = 2E_m$ 。

实际线路中总有衰减，有阻尼，因而 $u_C(t)$ 是衰减振荡的波形， $U_{Cm} < 2E_m$ ，考虑电源电压变化时的线路电压 $u_C(t)$ 的波形见图 6.8-12 (a)。若合闸能在 $e(t) = 0$ 时进行，则似乎无此衰减振荡过程。但实际上很难在 $e(t) = 0$ 时合闸，因为开关触头在相向运动时，动静触头尚未接触前，触头两端的电压就可能击穿触头间隙。而这种情况下往往导致在触头间电压达最大，即最严重的条件下合闸。油断路器合闸时，合闸相位多处于电压最大值 $\pm 30^\circ$ 附近之内。况且若采用三相同期合闸，则至少有两相线路不可能在 $e(t) = 0$ 时合闸。

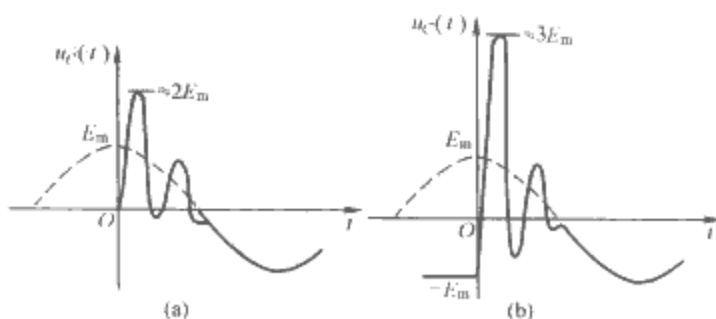


图 6.8-12 合闸空载线路时线路电压的波形图

(a) 正常操作 $u_C(0)=0$ ；(b) 自动重合闸 $u_C(0)=-E_m$

3.1.2 重合闸过电压

自动重合闸是线路发生故障后,由继电保护系统控制的合闸操作,这也是系统中经常遇到的一种操作。图 6.8-13 所示为系统中常见的单相短路故障的示意图。在中性点直接接地系统中, A 相发生对地短路,短路信号先后到达断路器 QF2、QF1。断路器 QF2 先跳闸,则健全相 B、C 相从断路器 QF1 侧看起来变成空载线路,只有 B、C 相导线的对地电容,其上的电压电流相位相差 90° 。QF1 再跳闸时,断路器 B、C 相触头处的电弧分别在电容电流过零时熄灭。这时在 B、C 相线路上的残余电压正好达到峰值,数值为 u_{phm} 。当大约 0.5s 以后断路器 QF2 自动重合时,如果线路上的残余电荷没有泄放掉,而且 B、C 相中有一相的电源电动势达最大值且极性恰与残余电压相反时,断路器两端触头间电位差最大,最容易击穿。这时该相上过电压的幅值根据式 (6.8-37) 可得

$$\text{起始值} = -u_{phm} = -E_m$$

$$\text{过电压幅值} = 2 \times \text{稳态值} - \text{起始值} = 2E_m - (-E_m) = 3E_m$$

所以,重合闸时在线路上可能出现的最大过电压幅值为 $3E_m$ 。其波形图见图 6.8-12 (b)。

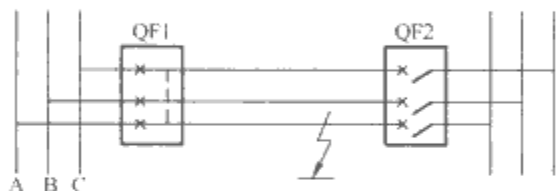


图 6.8-13 中性点接地系统单相短路故障示意图

3.1.3 空载线路合闸过电压的影响因素及限制措施

(1) 合闸相位。前面已经分析过,合闸相位的不同将直接影响过电压幅值。若需在较有利的情况下合闸,一方面需改进高压断路器的机械特性,提高触头运动速度,防止触头间预击穿的发生;另一方面通过专门的控制装置选择合闸相位,使断路器在触头间电位极性相同或电位差接近于零时完成合闸。

(2) 线路损耗。线路中不可避免地存在一定的电阻,同时过电压较高时,线路将发生强烈的电晕,这两方面的损耗将消耗过渡过程中的能量,使过电压幅值降低。

(3) 线路上残压的变化。在自动重合闸过程中(约 0.5s),由于绝缘子存在一定的泄漏电阻,在 0.3~0.5s 的时间内,线路残压可下降 10%~30%。另外电磁式电压互感器与线路电容组成的阻尼振荡回路,可将线路上残余电荷泄放入地,降低线路上的残压,从而降低了过电压幅值。实测表明,这时在几个工频周期内,残余电荷甚至可以全部泄放。

(4) 三相断路器合闸时总存在一定程度的不同期,而这将加大过电压幅值,因而在超高压系统中多采用单相自动重合闸。

(5) 采用带并联电阻的断路器及用磁吹阀型避雷器或氧化锌避雷器作后备保护。

3.2 切除空载线路过电压

切除空载线路(简称切空线)也是常见的系统操作,在切空线的过程中,虽然断路器切断的是几十安到几百安的容性电流,比短路电流小得多,但在分闸初期,由于断路器触头间恢复电压的上升速度超过绝缘介质恢复强度的上升速度,造成触头间电弧重燃,从而引起电磁振荡造成过电压。

我们仍用单相集中参数的简化等效电路来进行分析,如

图 6.8-14 所示,在 S 断开之前,线路电压 $U_C = e(t)$,设触头开始分离后,当 t_1 时刻流过断路器的工频电容电流 i_C 过零时熄弧,如图 6.8-15 所示,则线路上电荷无处泄放, U_C 保留为 E_m ,则触头间电压 u_r 为

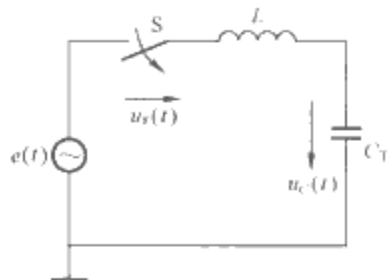


图 6.8-14 切除空载线路时的等效计算电路

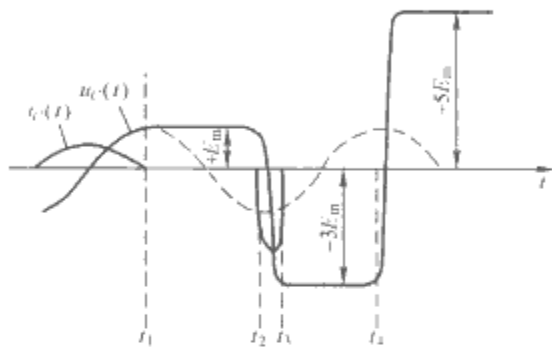


图 6.8-15 切除空载线路过电压的发展过程

$$u_r(t) = e(t) - E_m = E_m(\cos\omega_0 t - 1) \quad (6.8-38)$$

随断口触头开距的逐渐增大,加在触头上的恢复电压 u_r 也在增加,在 $t=t_2=t_1+T/2$ 时, $u_r=-2E_m$ 。若在 t_2 时触头间隙击穿重燃,相当于一次反极性重合闸, U_{cm} 将达 $-3E_m$,设在 $t=t_3$ 时高频(重合闸过程,回路振荡的角频率为 $\omega_0=1/\sqrt{LC_T}$ 大于工频下的 ω) 电容电流第一次过零时熄弧,则 U_C 将保持 $-3E_m$ 。又经过 $T/2$ 后, $e(t)$ 又达最大值,触头间电压 u_r 为 $4E_m$ 。若此时触头再度重燃,会导致更高幅值的振荡, U_{cm} 将达 $+5E_m$ 。依此类推,每工频半周重燃一次,则线路电压将达很高数值,直至触头间绝缘足够高,不再重燃为止。

显然,要想避免切空线过电压,最根本的措施就是要改进断路器的灭弧性能,使其尽量不重燃,而且线路上的泄漏将降低过电压幅值,高频电容电流若不在第一次过零时熄弧,而是在后几次过零时熄弧,也将降低切空线过电压幅值。

20 世纪 70 年代以前,在 110~220kV 系统中,由于断路器的重燃问题没有很好的解决,致使这种过电压可高达 3 倍以上,持续时间长达 0.5~1 个工频周期,因此切空线过电压成为当时决定设备操作冲击绝缘水平的主要依据。随着断路器灭弧能力的改进以及断路器采用并联电阻,断路器在切断小电流时基本不重燃,切空线过电压已经得到了有效的限制,使得重合闸过电压成为设备操作冲击绝缘水平的决定性因素。

3.3 切除空载变压器过电压

系统中利用断路器切除空载变压器(简称切空变)、并联电抗器及电动机等都是常见的操作,它们都属于切断感性小电流的情况。

断路器灭弧性能的改进有效地抑制了切空线过电压,但灭弧能力过强将会导致切空变时的过电压。因为空载变压器的电流是不大的,不必电流过零即可突然熄弧,即发生截流

现象, $di_L(t)/dt$ 很大, 从而引起变压器绕组上的感应电压 $Ldi_L(t)/dt$ 达很高的数值。

假设三相完全对称, 切除空载变压器的单相等效电路如图 6.8-16 所示。图 6.8-16 中 L_s 为电源内电感, L 为变压器励磁电感, C 为变压器等效对地电容。由于 C 较小, $i_C(t) \ll i_L(t)$, 所以开断前 $i(t) \approx i_L(t)$, 又由于是空载电流, $i(t)$ 本身并不大, 电弧很容易熄灭。设在某时刻截流, LC 并联回路失去能量交换关系, 在电感中残留初始电流 $i_L(0)$, 在电容中残留初始电压 $u_C(0)$ 。即 LC 回路中初始能量为 $\frac{1}{2}Li_L^2(0) + \frac{1}{2}Cu_C^2(0)$ 。截流后, 此初始电磁能在 LC 回路中振荡交换。全部初始能量转换为电能的瞬间, 电容 C 、电感 L 上的电压达最大值 U_{Cm} , 即

$$\frac{1}{2}CU_{Cm}^2 = \frac{1}{2}Li_L^2(0) + \frac{1}{2}Cu_C^2(0) \quad (6.8-39)$$

所以
$$U_{Cm} = \sqrt{u_C^2(0) + \frac{L}{C}i_L^2(0)} = \sqrt{u_C^2(0) + [Z_T i_L(0)]^2} \quad (6.8-40)$$

式中: Z_T 称变压器的特征阻抗, $Z_T = \sqrt{L/C}$ 。

若在 $i_L(t) = I_{Lm}$ 最大电流时截断, 则 $i_L(0) = I_{Lm}$, $u_C(0) = 0$, 于是切空变时的最大预期过电压为

$$U_{Cm} = I_{Lm}Z_T \quad (6.8-41)$$

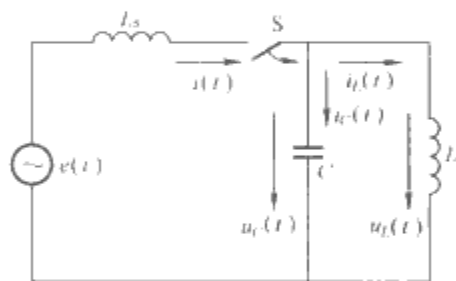


图 6.8-16 切除空载变压器单相等效电路

截流不仅造成了过电压, 同时也在断路器的触头间形成很大的恢复电压, 而且恢复电压上升速度很快 (ω_0 较大), 因此在切断过程中, 当触头之间分开的距离还不够大时, 可能发生重燃。实际上, 在大多数情况下, 空载变压器的切除伴随着产生多次复杂的电弧重燃过程。

显然在多次重燃过程中, 由于能量减少, 限制了过电压的幅值。与切除空载线路的情况正相反, 重燃对降低过电压是有利因素。所以我们常称按式 (6.8-41) 算得的 U_{Cm} 为预期过电压幅值。另外, 变压器的参数显然也影响切空变过电压的幅值, 又由于在振荡过程中变压器铁心及铜线的损耗, 相当部分的磁能将会损失, 因而实际的过电压将大大低于上述最大预期过电压。

目前切空变过电压的主要限制措施是采用阀型避雷器。切空变过电压倍数虽较高, 但能量小, 持续时间短, 通常比避雷器在雷电过电压下能导出的能量小一个数量级, 故可用避雷器限制。

3.4 操作过电压的限制措施

3.4.1 利用断路器并联电阻限制分合闸过电压

为了限制分合闸过程中的过电压, 在断路器主触头上并联一个大容量电阻, 并在主触头外串联一个辅助触头, 将分合闸过程分为两阶段进行, 缩小了每一阶段过渡过程的起始值与稳态值之差, 从而减小了每一阶段的过电压, 大容量电阻的阻尼加速了振荡过程的衰减, 从而有效抑制了分合闸过电压。

(1) 利用并联电阻限制合空线过电压。图 6.8-17 所示的

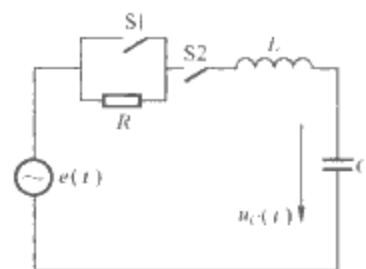


图 6.8-17 利用带并联电阻的断路器切、合空载线路简化等效电路

电路中的合闸过程是: 辅助触头 S2 先合闸, 将主触头 S1 的并联电阻 R 串入 LC 回路中, 经过 $1.5 \sim 2$ 个工频周期后, 主触头 S1 再合闸, 将 R 短接, 完成整个合闸操作。整个合闸过程被分成两个阶段, 每一个阶段过渡过程的起始值与稳态值的差值减小, 即减小了振荡分量的幅值, 又由于电阻的阻尼作用, 使振荡过程的衰减加快, 从而使过电压幅值受限。

实践证明并联电阻的作用是明显的, 为了充分发挥并联电阻的作用, 要求有足够的并联电阻接入时间, 应使 S1 合闸时前一阶段的过渡过程基本结束, 不再对第二阶段产生不利的影响。我国 500kV 断路器并联电阻的接入时间一般为 $10 \sim 15\text{ms}$ 。

并联电阻的阻值对合闸过电压也有影响, 如图 6.8-18 所示。第一阶段过电压的幅值随 R 的增大而迅速下降; 但第二阶段中, 若 R 增大, 则第二阶段的过电压幅值也逐渐加大。显然两曲线交点为最佳的电阻值, 这样两阶段的过电压大小一样。研究表明, 此时 $R \approx (0.5 \sim 2.0)Z$, Z 为线路波阻抗, $Z \approx 400\Omega$, 则并联电阻应取 $200 \sim 800\Omega$ 。

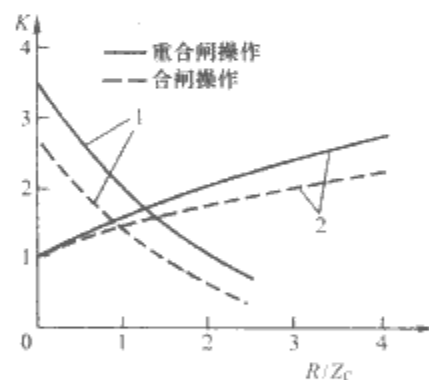


图 6.8-18 合闸电阻值与过电压倍数 K 的关系
1—第一阶段; 2—第二阶段

但考虑到制造低值电阻时在通流容量方面的困难, 实际选用的电阻均大于最佳电阻值, 好在图 6.8-18 曲线 2 比较平缓, R 的增加不会使过电压上升太多。

重合闸情况下, 由于在 S2 闭合的第一阶段, 线路上残余电荷经并联电阻泄放, 削弱了残余电压的影响, 从而也就降低了第二阶段的合闸过电压。重合闸时并联电阻阻值对两阶段过电压倍数的影响亦见图 6.8-18, 其最佳电阻值比合闸时最佳值稍大。

(2) 利用并联电阻限制切空线过电压。图 6.8-17 所示的分闸过程是: 第一阶段主触头 S1 先断开, 将 R 接入电路, 经过 $1.5 \sim 2$ 个工频周期后辅助触头 S2 于第二阶段再断开, 完成整个分闸过程。

引起切空线过电压的原因是断路器触头间的重燃。并联电阻限制切空线过电压的作用有: 首先是降低了触头间的恢

复电压,减小了重燃的机会;二是本身即可降低重燃后的过电压。

从降低触头间恢复电压的角度,打开 S1 时希望 R 小些,这样触头 S1 间的恢复电压低,而断开 S2 时希望 R 大些,阻尼重燃过电压。选 $R=3/\omega C_T$ 时两触头恢复电压最大值相同。如 110kV、200km 长的线路等效电容 $C_T=1.8\mu\text{F}$, 220kV、400km 长的线路 $C_T\approx 3.5\mu\text{F}$, 则 $R\approx 3\sim 5\text{k}\Omega$ 。

可见切空线与合空线要求的断路器的并联电阻是不同的。至于切空变过电压,要想用并联电阻限制,则需更高的阻值,几万欧,更无法统一,于是干脆不予考虑,而是用避雷器来限制切空变过电压。实际断路器的制造中, R 是按切空线选的,几千欧,这样的阻值对限制合空线过电压当然也有用。

3.4.2 利用避雷器限制操作过电压

长期以来,避雷器一直是限制电力系统雷电过电压的主要措施,随着阀型避雷器性能的改进以及新型无间隙金属氧化物避雷器的发展及广泛采用,使得利用避雷器限制操作过电压成为可能。在我国的超高压系统中,设备的操作冲击绝缘水平即是由避雷器的操作冲击残压决定的,由于采用了带并联电阻的断路器,因而只有在并联电阻失灵或其他意外情况出现幅值较高的操作过电压时,避雷器才

动作。

避雷器在限制操作过电压时具有以下特点:

(1) 磁吹阀型避雷器间隙的操作波放电电压可能与工频放电电压数值不同,而且分散性大。

(2) 操作过电压下流过避雷器的电流一般小于雷电流,但持续时间则长得多,对避雷器的通流容量要求更严格。

(3) 操作过电压下避雷器可能动作多次,对阀片的通流容量和间隙的灭弧性能要求苛刻。

在几种常见的操作过电压中,以合空线或重合闸过电压下,避雷器动作时受到的考验最为严峻。此时线路与电源相连,过电压能量可以从电源得到补充,因而要求避雷器阀片具有较高的通流能力。

随着电力系统容量越来越大,系统的短路故障电流甚至达近 100kA,对高压断路器的开断容量提出了极大的挑战。目前的一种努力方向即发展快速限流装置,当故障电流出现时,先由限流装置迅速将原本巨大的短路电流限制下来,比如将故障电流降低一个数量级,然后再由常规断路器开断。超导故障电流限制器即为其中的一种,分电阻限流器与电感限流器两类,它们都是利用超导的超导态向正常态转变,在几十微秒内由极低电阻变到较高电阻,从而达到限制故障电流的目的。

第 9 章 超特高压交直流架空 线路的电气强度特性

1 概述

空气是超特高压架空输电线路最基本的绝缘介质，导线与悬挂导线的杆塔之间采用绝缘子实现导线与地之间的绝缘。因此，超特高压架空输电线路绝缘可分为两类：一类是导线与杆塔或大地之间的空气绝缘；另一类则是绝缘子。

超特高压架空输电线路的绝缘，在运行中会受到以下各种电压的作用：

工作电压：它具有工频频率或直流，持续地作用在绝缘上。其最大值，相间为系统最高电压，对地为系统最高相电压。

暂时过电压：它是因电网操作或故障引起的，较长持续时间的工频过电压和谐振过电压。后者包括持续时间较长的工频、含有高次或低次谐波的谐振过电压。

操作过电压：它是因电网操作或故障引起的持续时间数毫秒、高阻尼振荡或非振荡过电压。

雷电过电压：它来自电网外部、大自然的雷电放电引起的过电压。

本章阐述了超特高压架空输电线路绝缘子和空气间隙等，在上述各种电压作用下呈现出的相应的绝缘强度特性。

2 在污秽和湿润条件下线路悬式绝缘子的电气特性

在工频电压的长期作用下，当绝缘子染污表面遭受微小水滴（毛毛雨、临界、露）湿润时，绝缘子（盘形绝缘子串、复合绝缘子）的电气强度将降到最低。由于干燥和湿润状态下的放电发展机理具有本质差异，在两种状态下的绝缘子电气强度也存在显著差别。

2.1 污秽放电模型

当绝缘子的染污表面受潮时，在其表面将形成表面电导率为 γ_H 的电解质， γ_H 的大小与绝缘子的染污程度和污秽层中的导电物质含量有关。对于直径为 d 的光滑圆柱绝缘子（见图 6.9-1），其受潮表面的均匀污层电阻为

$$R_H = L_N / (\pi \gamma_H d) \tag{6.9-1}$$

式中： L_N 为绝缘子的绝缘件长度。相应地，沿绝缘子潮湿表面的泄漏电流为

$$I_y = U / R_H = (U / L_N) \pi \gamma_H d = E_L \gamma_H B \tag{6.9-2}$$

式中： U 为施加在绝缘子上的电压； E_L 为沿泄漏路径的平均电场强度； B 为泄漏路径的宽度， $B = \pi d$ 。

在电力系统的实际运行条件下，前苏联将绝缘子表面的污秽分成 7 个等级，每个等级一年内的最大表面电导率如表 6.9-1 所示。为了计算流过光滑圆柱绝缘子表面的泄漏电流，我们取直径 $d = 15\text{mm}$ 、 $E_L = 0.7\text{kV/cm}$ ，在 $L_N \approx 1\text{m}$ 时，该取值是与 110kV 架空线路最大工作相电压作用下的情况一致的。按式（6.9-2）的计算结果也列于表 6.9-1 中。在该电流下，绝缘子表面所释放的功率为

$$\Delta P = I_y^2 R_H = U^2 / R_H = (U^2 / L) \pi \gamma_H d = U E_L \gamma_H B \tag{6.9-3}$$

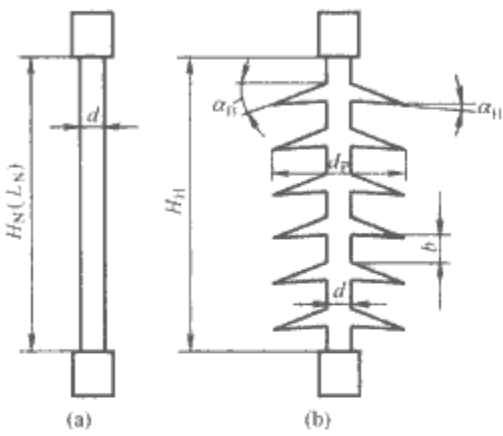


图 6.9-1 光滑圆柱绝缘子
(a) 简化模型；(b) 真型

表 6.9-1 前苏联污秽等级的划分

| 污秽区 | γ_H (μS) | I_y (mA) | ΔP (kW) | $L_N = H_N$ (m) |
|----------|------------------------------|------------|-----------------|-----------------|
| 弱 I | 2 | 6.8 | 0.5 | 0.8 |
| 田野 II | 5 | 17 | 1.25 | 1.11 |
| 较重污秽 III | 10 | 34 | 2.5 | 1.40 |
| IV | 20 | 68 | 5.0 | 1.75 |
| V | 30 | 102 | 7.4 | 2.02 |
| VI | 50 | 170 | 12.4 | 2.4 |
| VII | 85 | 290 | 21.2 | 2.9 |

该功率足以使导电层迅速加热，并使水分蒸发。在电流密度最大的个别地方，首先形成不大的干燥点。这种干燥点形成后，电流绕过干燥地方流动，导致沿紧贴干燥区域的电流密度急剧减小，相反，与泄漏路径垂直方向上的电流密度增大。因此干燥区在这个方向上继续扩展，从而形成宽 2~3mm 的环形干燥区。在这种情况下泄漏电流像要中断似的，然而环形干燥区上的电压降急剧增长（在绝缘子上的外施电压范围内），导致沿环形干燥区表面空气发生闪络，沿绝缘子表面的泄漏电流路径的恢复，此时将形成与环形干燥区并联的局部电弧。这样，就建立了闪络的初始策源地。单位长度电阻为

$$r_H = R_H / L_N = 1 / (\pi \gamma_H d) = 1 / (\gamma_H B) \tag{6.9-4}$$

如果电弧的单位长度电阻 r_M 比绝缘受潮表面的单位长度电阻 r_H 小，闪络就可能继续发展。在这种情况下，电弧支持点沿绝缘子表面以约 50m/s 的速度滑动，从而完成绝缘子闪络。

相反，当 $r_M > r_H$ 时电弧不可能伸长，在这种情况下，绝缘子表面继续受潮时干燥区将再次被湿润，电弧将熄灭。此后，这个过程要重复若干次。绝缘子表面周期性烘干、局部电弧形成、熄灭的这种状态，称为间歇小电弧状态。对于在露天空气中运行的绝缘，这种间歇小电弧状态是不可避免的。

显然，泄漏电流超过临界电流后绝缘子将发生闪络，临界电流决定于等式 $r_M \approx r_H$ 。由电弧的伏安特性可以得到电阻为

$$r_M = E_M / I = a I^{-(n+1)} \tag{6.9-5}$$

式中： E_M 为沿弧柱的平均场强（计入沿阳极和阴极的电压

降), $E_M = aI^{-n}$; a 和 n 是电弧的伏安特性常数, 与大气压力及相应的海拔高度 ($p_0 = 101.3 \text{ kPa}$) 以及电弧长度有关, $a = 1.6 \times 10^4 L_M^{0.1} (p/p_0)^{0.71}$, $n = 0.47 L_M^{0.04} (p/p_0)^{0.071}$ 。

根据式 (6.9-4) 和式 (6.9-5), 令 r_M 和 r_H 相等, 则得到沿绝缘子潮湿表面的临界电流为

$$I_{np} = (a\gamma_H \pi d)^{1/1+n} = (a\gamma_H \pi B)^{1/1+n} \quad (6.9-6)$$

利用该临界电流值, 得到污秽放电电压为

$$U_{IP} = I_{np} R_H = \frac{L_N a^{1/1+n}}{(\gamma_H \pi d)^{n/1+n}} = \frac{L_N a^{1/1+n}}{(\gamma_H B)^{n/1+n}} \quad (6.9-7)$$

由此可知, U_{IP} 与泄漏距离成正比, 据此可确定沿光滑圆柱绝缘子绝缘件长度的平均湿放电电场强度为

$$E_{IP,L} = E_{IP,H} = \frac{U_{IP}}{H_N} = \frac{a^{1/1+n}}{(\pi \gamma_H d)^{1/1+n}} = \frac{a^{1/1+n}}{(\gamma_H B)^{1/1+n}} \quad (6.9-8)$$

其值随绝缘子直径和表面电导率的增加而减小 (见图 6.9-2)。同时, 临界泄漏电流随绝缘子直径的增大而增长。

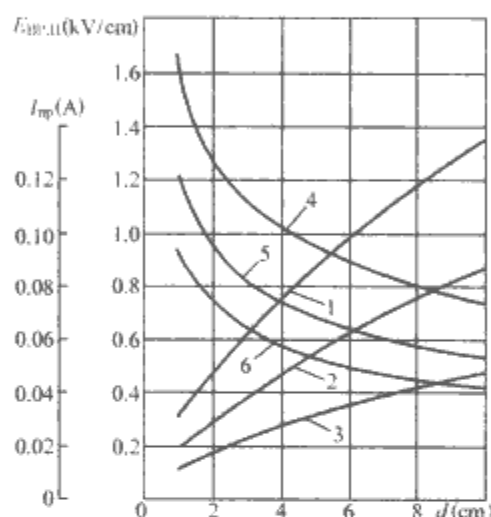


图 6.9-2 在不同电导率下沿圆柱形绝缘子泄漏距离的临界泄漏电流 (曲线 1、2、3) 和最小湿放电电场强度 (曲线 4、5、6) 与直径的关系

曲线 3、4— $\gamma_H = 2 \mu\text{S}$; 2、5— $\gamma_H = 2 \mu\text{S}$;
1、6— $\gamma_H = 10 \mu\text{S}$

根据图 6.9-2 所示的数据, 可以确定出直径为 15mm 的 110kV 架空线路光滑绝缘子在各种污秽地区所必需的泄漏距离, 其值列于表 6.9-1 中的第 5 栏中。由此可知, 在大气无明显污染的地区 ($2 \sim 5 \mu\text{S}$), 当绝缘子的直径较小时, 绝缘子所必需的长度对架空线路而言是可以接受的。但是, 若绝缘子的直径超过 15mm, 且电导率 $\gamma_H > 5 \mu\text{S}$ 时, 将导致绝缘子的必需长度急剧增加。所以, 推荐光滑棒形绝缘子只在直径不大于 20mm, 而且仅在 I 和 II 类空气污染地区的架空线路以及直到 III~IV 类污染区的无避雷线线路上使用。

2.2 污秽绝缘的造型分析

为了提高放电电压, 通常采用称为裙的伞形结构 [见图 6.9-1 (b)], 与圆柱件连接处的裙边厚度, 由保证必需的机械强度以及避免裙的贯通击穿为条件选取。裙的外边缘很薄, 在计算模型中可以取其等于零。这种类型绝缘子的表面在运行中的污染程度是不相同的, 由于下表面受不到大雨的冲洗, 所以绝缘子裙的上表面和圆柱部分的污染比裙的下表面要少一些。考虑到上下表面的倾斜角度以及上下表面电导率 $\gamma_{H,B}$ 与 $\gamma_{H,H}$ 的差异, 则绝缘子潮湿表面的电阻为

$$R_{H,P} = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{\gamma_{H,B} \cos \alpha_B} + \frac{1}{\gamma_{H,H} \cos \alpha_H} \right) \ln \frac{d_p}{d} \quad (6.9-9)$$

式中: $\cos \alpha_B$ 和 $\cos \alpha_H$ 为当裙和芯棒的直径比 d_p/d 不变时考

虑在其倾斜角下裙表面的延伸。

计及圆柱部分的有裙绝缘子的总表面电阻为

$$R_{H,\Sigma} = \frac{mb}{\pi \gamma_H d} + \frac{m}{2\pi} \left(\frac{1}{\gamma_{H,B} \cos \alpha_B} + \frac{1}{\gamma_{H,H} \cos \alpha_H} \right) \ln \frac{d_p}{d} \\ = \frac{mb}{\pi \gamma_H d} \left[1 + \frac{1}{2} \frac{d}{b} \left(\frac{\gamma_H}{\gamma_{H,B} \cos \alpha_B} + \frac{\gamma_H}{\gamma_{H,H} \cos \alpha_H} \right) \ln \frac{d_p}{d} \right] \quad (6.9-10)$$

式中: b 为裙的间距 [见图 6.9-1 (b)], 为简化计算, 最上和最下面的裙到端头的距离均取同一值, 等于 $b/2$; γ_H 为棒的表面电导率。

根据式 (6.9-6) 和图 6.9-1 (b), 临界泄漏电流决定于绝缘子圆柱部分的直径 d , 因在该直径时电弧在最小泄漏电流下也能够发展。圆柱部分的裙间距离闪络后, 电弧就沿相邻裙的表面自由滑动直到边缘。因为电弧的这样滑动导致绝缘子表面未闪络部分和电弧的总电阻减小, 相应使泄漏电流增大和电弧电阻进一步减小 [见式 (6.9-5)]。

因此, 有裙绝缘子的污秽放电电压由具有同样棒径的光滑圆柱绝缘子那样的临界电流决定, 即

$$U_{IP} = I_{np} R_H \\ = \frac{a^{1/1+n} mb}{(\pi \gamma_H d)^{n/1+n}} \left[1 + \frac{1}{2} \frac{d}{b} \left(\frac{\gamma_H}{\gamma_{H,B} \cos \alpha_B} + \frac{\gamma_H}{\gamma_{H,H} \cos \alpha_H} \right) \ln \frac{d_p}{d} \right] \quad (6.9-11)$$

而裙的存在是使电阻增大, 根据式 (6.9-7) 和式 (6.9-11), 具有相同绝缘部分长度和棒直径的有裙绝缘子与光滑绝缘子的湿放电电压之比为

$$\frac{U_{IP,P}}{U_{IP,GH}} = \frac{mb}{H_N} + \frac{1}{2} \frac{md}{H_N} \left(\frac{\gamma_H}{\gamma_{H,B} \cos \alpha_B} + \frac{\gamma_H}{\gamma_{H,H} \cos \alpha_H} \right) \ln \frac{d_p}{d} \\ = 1 - \frac{md}{H_N} \left(\frac{d_p}{d} - 1 \right) \frac{\alpha_B - \alpha_H}{2} + \frac{1}{2} \frac{md}{H_N} \times \\ \left(\frac{\gamma_H}{\gamma_{H,B} \cos \alpha_B} + \frac{\gamma_H}{\gamma_{H,H} \cos \alpha_H} \right) \ln \frac{d_p}{d} \quad (6.9-12)$$

由图 6.9-1 (b) 可知, 裙间距离的总和 mb 等于除掉裙与圆柱部分 (棒) 结合部位之外的绝缘部分长度, 其每一个结合部位的长度等于 $0.5 (d_p - d) (\tan \alpha_B - \tan \alpha_H)$ 。则

$$mb = H_N - 0.5 (d_p - d) (\tan \alpha_B - \tan \alpha_H) \\ \approx H_N - md \left(\frac{d_p}{d} - 1 \right) \frac{\alpha_B - \alpha_H}{2} \quad (6.9-13)$$

由此得

$$\frac{mb}{H_N} = 1 - \frac{md}{H_N} \left(\frac{d_p}{d} - 1 \right) \frac{\alpha_B - \alpha_H}{2} \quad (6.9-14)$$

式中: 角度 α_B 和 α_H 以弧度表示。

由于这些角度 $\alpha_H < \alpha_B < \pi/6$ 很小, 其角的正切值可以用相应的弧度值来代替。

比值 $U_{IP,P}/U_{IP,GH}$ 表征绝缘子表面扩展的效果, 而且可视为绝缘子绝缘部分长度的有效利用系数 K_h 。

由式 (6.9-12) 可见, $K_h = U_{IP,P}/U_{IP,GH}$ 与 d_p/d 、 md/H_N 和 $(\alpha_B - \alpha_H)$ 3 个几何参数有关, 同时还与电导率之比 $\gamma_H/\gamma_{H,B}$ 和 $\gamma_H/\gamma_{H,H}$ 有关。

参数 md/H_N 增大, 将使式 (6.9-12) 中的第 2 和第 3 项的值增加, 类似的, 比值 d_p/d 增大也导致第 2 和第 3 项增大, 但是因 d_p/d 在第 3 项中为对数, 所以这两项增加的速率是不同的。增大参数 $0.5 (\alpha_B - \alpha_H)$ 将使带负号的第 2 项成比例增加, 其结果使 K_h 值减小。

式 (6.9-12) 第 2 和第 3 项与 d_p/d 关系的不同特性, 决定了在 d_p/d 的某一比值下 K_h 存在最大值。令偏导数 $\frac{\partial K_h}{\partial (d_p/d)}$ 等于零, 即

$$\frac{\partial K_h}{\partial (d_p/d)} = -\frac{md}{H_N} \frac{\alpha_B - \alpha_H}{2} + \frac{1}{2} \frac{md}{H_N} \left(\frac{\gamma_H}{\gamma_{H,B} \cos \alpha_B} + \frac{\gamma_H}{\gamma_{H,H} \cos \alpha_H} \right) \frac{d_p}{d} = 0 \quad (6.9-15)$$

则可求得与 K_h 最大值相应的 d_p/d 最佳值为

$$\left(\frac{d_p}{d} \right)_{opt} = \frac{\frac{\gamma_H}{\gamma_{H,B} \cos \alpha_B} + \frac{\gamma_H}{\gamma_{H,H} \cos \alpha_H}}{\alpha_B - \alpha_H} \quad (6.9-16)$$

由式(6.9-16)可知, d_p/d 的最佳比值与参数 md/H_N 无关, 而完全决定于裙的倾斜角度和比值 $\gamma_H/\gamma_{H,B}$ 、 $\gamma_H/\gamma_{H,H}$ 。 $\alpha_B - \alpha_H$ 的差值越小, d_p/d 的最佳比值就越大(见图 6.9-3), d_p/d 的最佳比值随比值 $\gamma_H/\gamma_{H,B}$ 和 $\gamma_H/\gamma_{H,H}$ 的增加而增大。根据对悬挂于线路和专门构架上试运行的具有光滑裙的合成绝缘子电导率比值的测量结果, 其 $\gamma_H/\gamma_{H,B}$ 值在 0.5~1.5 范围内变化, 而 $\gamma_H/\gamma_{H,H}$ 值的变化范围为 1~3.5。若取这些比值近似于其平均值($\gamma_H/\gamma_{H,B}=1$ 和 $\gamma_H/\gamma_{H,H}=2$), 则得到的 $(d_p/d)_{opt}$ 值稍大一些, 其结果也列入图 6.9-3 中。

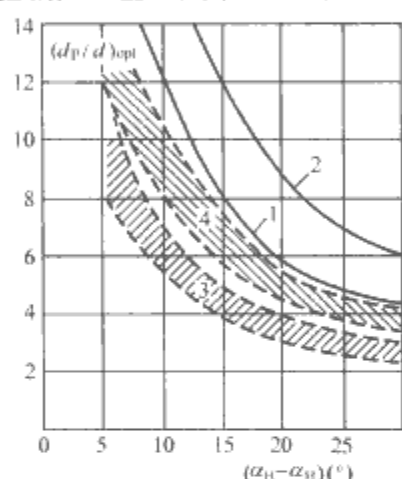


图 6.9-3 最佳比值 $(d_p/d)_{opt}$ 与角差 $\alpha_B - \alpha_H$ 的关系

曲线 1、3: $\gamma_H/\gamma_{H,B} = \gamma_H/\gamma_{H,H} = 1$;

曲线 2、4: $\gamma_H/\gamma_{H,B} = 1$ 和 $\gamma_H/\gamma_{H,H} = 2$;

曲线 1、2— $K_h = K_{hmax}$; 曲线 3、4— $K_h = (0.9 \sim 0.95) K_{hmax}$

众所周知, 虽然得到的 d_p/d 最佳比值大一些, 但在函数最大值附近变化很平缓。因此, 为了评价把 d_p/d 增加到数学最优值的合理性, 应当重视接近最大值附近的 K_h 值变化(见图 6.9-4)。从图 6.9-4 中可知, 在 d_p/d 比其数学最

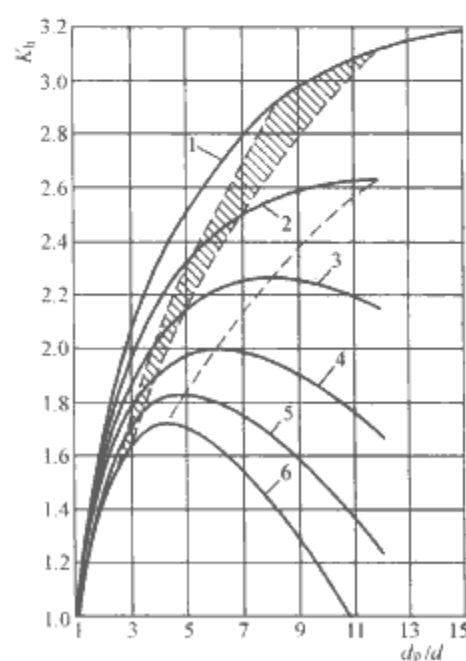


图 6.9-4 绝缘子绝缘部分的有效利用系数与 d_p/d 比值的
曲线 1— $\alpha_B - \alpha_H = 5^\circ$; 曲线 2— $\alpha_B - \alpha_H = 10^\circ$; 曲线 3— $\alpha_B - \alpha_H = 15^\circ$;
曲线 4— $\alpha_B - \alpha_H = 20^\circ$; 曲线 5— $\alpha_B - \alpha_H = 25^\circ$; 曲线 6— $\alpha_B - \alpha_H = 30^\circ$;
参数 $\gamma_H/\gamma_{H,B} = \gamma_H/\gamma_{H,H} = 1$; $md/H_N = 10$

优值小的很宽范围内都会使 K_h 值明显减小。例如, 在 $\alpha_B - \alpha_H = 10^\circ$ 时 K_h 比其最大值减小 5%, d_p/d 将从 12 减小到 7, 即减小到 1/1.7; 而在 K_h 减小 10% 时, d_p/d 从 12 变到 5.4, 即减小到 1/2.22。由此可知, 在被研究的情况下 d_p/d 从 5.4 增加到 12 所收到的效果是十分低的, 何况增加 d_p/d 比值不仅要消耗大量的材料, 并且使工艺过程复杂化, 而绝缘子的电气特性变化不大。

因此, 在图 6.9-4 上用虚线把比 K_h 最大值低 5% 和 10% 所对应的全部曲线点连接起来, 两条虚线之间的阴影区域就是保证 K_h 值足够高和聚合材料利用充分的 d_p/d 最佳比值范围。在图 6.9-3 上同时也给出了 d_p/d 的最佳比值与参数 $\alpha_B - \alpha_H$ 的函数关系。可以利用 d_p/d 的这些最佳值来设计复合绝缘子。应当强调指出, 在设计复合绝缘子时获得的 K_h 值特别高, 当裙很薄(参数 $\alpha_B - \alpha_H$ 的值很小)时达到 2.5~3。由参数 $md/H_N = 1.5$ 确定的裙距很小, 这样高的 K_h 值是可以得到的。在这个参数值的很宽变化范围下所完成的专门试验表明, 在这种条件下的湿放电电压最高。当参数 md/H_N 取较小的数值时, 根据式(6.9-12)污秽放电电压的降低取决于受潮绝缘子表面电阻的降低程度。当 $md/H_N > 1.5$ 时, 绝缘子表面电弧燃烧的支承点散流路径短小, 使泄漏路径的有效宽度变小($B_{\text{eff}} < \pi d$), 按照式(6.9-6)将使临界泄漏电流减小。 I_{np} 的显著降低将不能补偿绝缘子受潮表面电阻的增大, 其污秽放电电压就要降低。由于这个原因, 我们仅在参数 md/H_N 接近最佳值($md/H_N = 1$)的条件下分析绝缘子的其余参数对其污秽放电特性的影响。

参数 $\alpha_B - \alpha_H$ 对棒形绝缘子污秽放电特性有特别显著的影响, 确立了合成绝缘子较之瓷绝缘子有明显优点。瓷的低强度特性以及它的工艺特点, 不可能制造出薄裙及角度差 $\alpha_B - \alpha_H < 15^\circ \sim 20^\circ$ 的绝缘子。相反, 采用聚合材料可以制造出非常薄的裙, 其相应的角度差 $\alpha_B - \alpha_H = 5^\circ \sim 10^\circ$ 。所以, 合成绝缘子具有极其优良的污秽放电特性。

沿用有裙和光滑绝缘子泄漏距离的平均湿放电强度 $E_{\text{wpl}} = U_{\text{wpl}}/L_N$ 来评定其泄漏距离的有效利用程度是绝缘子的重要特征。对于光滑绝缘子, 泄漏路径长度 L 等于其绝缘件的高度 H_N , 所以在这种情况下泄漏距离的利用系数是最高的, 其值等于 1。对有裙绝缘子, 泄漏距离的利用系数可以用 K_h 除以泄漏距离与绝缘子的绝缘件长度之比来评价。根据图 6.9-1 (b) 的模型, 有裙绝缘子的泄漏距离为

$$L_N = mb + 0.5m(d_p - d) \left(\frac{1}{\cos \alpha_B} + \frac{1}{\cos \alpha_H} \right) \quad (6.9-17)$$

由此根据式(6.9-13)得

$$\begin{aligned} L_N &= H_N - 0.5m(d_p - d)(\alpha_B - \alpha_H) + \\ &\quad 0.5m(d_p - d) \left(\frac{1}{\cos \alpha_B} + \frac{1}{\cos \alpha_H} \right) \\ &= H_N \left[1 + \frac{md}{2H_N} \left(\frac{d_p}{d} - 1 \right) \left(\frac{1}{\cos \alpha_B} + \frac{1}{\cos \alpha_H} - \alpha_B + \alpha_H \right) \right] \end{aligned} \quad (6.9-18)$$

和比例式

$$\frac{L_N}{H_N} = 1 + \frac{md}{2H_N} \left(\frac{d_p}{d} - 1 \right) \left(\frac{1}{\cos \alpha_B} + \frac{1}{\cos \alpha_H} - \alpha_B + \alpha_H \right) \quad (6.9-19)$$

根据式(6.9-12)得

$$\begin{aligned} K_L &= K_h \frac{H_N}{L_N} \\ &= \frac{1 + \frac{md}{H_N} \left[\left(\frac{\gamma_H}{\gamma_{H,B} \cos \alpha_B} + \frac{\gamma_H}{\gamma_{H,H} \cos \alpha_H} \right) \ln \frac{d_p}{d} - \left(\frac{d_p}{d} - 1 \right) (\alpha_B - \alpha_H) \right]}{1 + \frac{md}{2H_N} \left(\frac{1}{\cos \alpha_B} + \frac{1}{\cos \alpha_H} - \alpha_B + \alpha_H \right) \left(\frac{d_p}{d} - 1 \right)} \end{aligned} \quad (6.9-20)$$

图 6.9-5 表示按式 (6.9-20) 得到的计算结果。从图 6.9-5 中可知, 泄漏距离的利用系数 K_L 随 d_p/d 值的增大而迅速降低, 而且裙的开度角越大, K_L 值也越小。并且, 如果在相对小的 $d_p/d=2\sim4$ 时, 不同 $\alpha_B-\alpha_H$ 角度下的 K_L 值的差异还不大的话, 那么当 $d_p/d=10\sim12$ 时, K_L 值的差异将达 3 倍。如果 $d_p/d=2\sim4$, $K_L=0.6\sim0.8$, 则在 $d_p/d>5$ 时, 有效系数 $K_L<0.4\sim0.5$ 。由此可见, 在裙的直径很大时, 材料的利用率是非常低的。因此, 用增加绝缘子单位长度上的裙数来增大泄漏距离才是比较合理的。

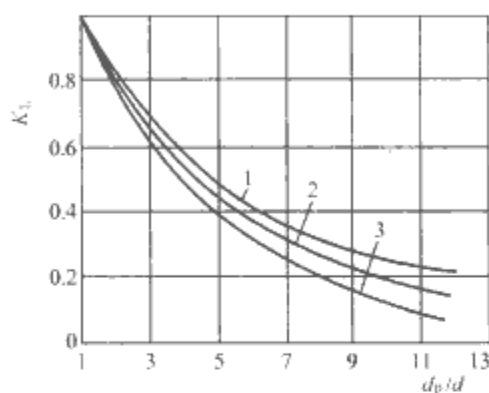


图 6.9-5 泄漏距离利用系数 K_L 与 d_p/d 的关系
曲线 1—裙的开度角 $\alpha_B-\alpha_H=10^\circ$; 曲线 2— $\alpha_B-\alpha_H=20^\circ$;
曲线 3— $\alpha_B-\alpha_H=30^\circ$

同时应当指出, 有效利用系数 K_L 与绝缘子的棒直径无关。所以, 根据式 (6.9-7) 和式 (6.9-12), 棒形绝缘子的污秽放电电压与棒直径的 $n/(1+n)$ 次方 (近似于 $1/3$) 成反比减小。

对棒形绝缘子工作条件的上述分析不能照搬到盘形绝缘子上, 因在盘形绝缘子上用专门的金具来代替绝缘棒。盘形绝缘子的污秽放电电压由从球头到伞盘边缘沿绝缘子表面电弧支承点的推进条件来确定, 即

$$U_{WP} = a^{1/(1+n)} \left[\frac{l_m^*}{(\pi \gamma_H D_T)^{n/(1+n)}} + (\pi \gamma_H D_T)^{1/(1+n)} R_H(l_m^*) \right] \quad (6.9-21)$$

式中: D_T 为绝缘子的伞盘直径; l_m^* 为电弧临界长度, 即从球头沿泄漏路径到绝缘子盘边的电弧测量长度, 达到该长度时初始局部电弧就能无阻碍地继续发展直到完全闪络; $R_H(l_m^*)$ 为绝缘子表面未被临界长度 l_m^* 电弧跨接部分的电阻。

为了保证绝缘子的泄漏路径长度与制造高度之比值足够高, 可以采用大盘径 ($D_T>300\text{mm}$)。但盘形绝缘子的污秽放电特性要比长棒形复合绝缘子低得多 (见图 6.9-6)。

3 过电压作用下档距中空气间隙的电气强度

超特高压架空线路的建设, 决定了有必要从线路绝缘结构电气强度的实验室模拟研究过渡到精确再现超高压架空线路绝缘结构所特有的电极形状和电场分布, 同时还揭示了在试验条件下必须更精确地再现操作过电压的波形。因此, 目前要积累既不用模拟原理, 也不用试验数据外推实现输电线路绝缘结构设计的资料。

前苏联、意大利、美国、加拿大、英国等对架空线路进行了最接近实际工作情况的研究, 这些研究对明确研究方法和验证前苏联的数据是非常有用的。但是, 由于试验条件与超高压架空线路的实际运行条件并不完全符合, 因而在设计

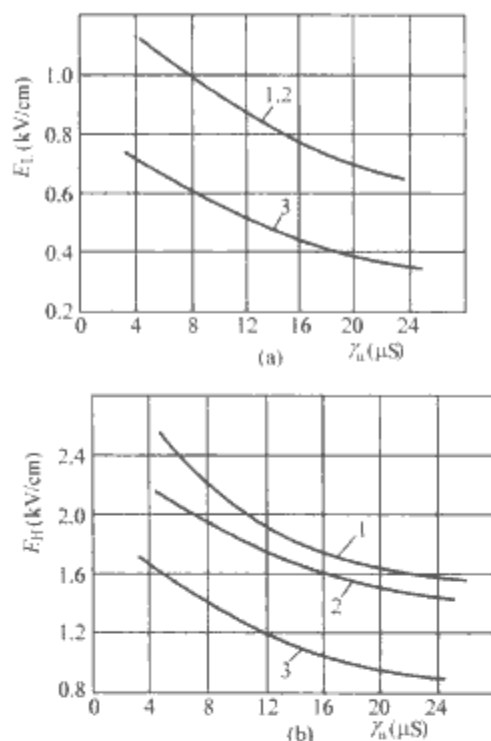


图 6.9-6 绝缘子 50%湿放电电压
与其表面电导率的关系
(a) 沿泄漏距离; (b) 沿最短电弧距离
1—复合绝缘子, 杆径 17mm, 裙直径
60mm, 裙间距 $b=30\text{mm}$; 2— $b=$
60mm, 其他参数相同的复合绝缘子;
3—PGC70-II 型玻璃绝缘子串

架空送电线路时不可能直接利用这些数据。

3.1 操作过电压的波形参数

模拟操作过电压的冲击电压试验波形是引起专家们之间意见分歧的问题之一。很多试验室的研究结果表明, 放电电压与冲击波的波头长度的关系非常密切。当冲击波波头长度大约为几百微秒时, 放电电压最低 (见图 6.9-7)。当间隙长度增加时, 对应于最小放电电压的冲击波波头长度也要增加。另一方面, 在研究电网中的操作过电压时, 也发现过波头长度为 $600\sim4500\mu\text{s}$ 的过电压。

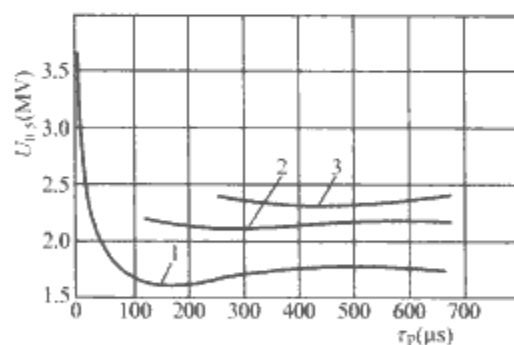


图 6.9-7 导线 ($n=2$, $d=40\text{cm}$) 和
地之间空气间隙的 50%放电电压与正
极性冲击电压波头时间的关系
曲线 1—空气间隙长度 $H=6\text{m}$;
曲线 2— $H=10\text{m}$; 曲线 3— $H=13\text{m}$

因为决定绝缘工作可靠性的不是单个空气间隙的电气强度特性, 而是大量线路间隙的总和。空气间隙电气强度对冲击波波头长度变化的灵敏度应当以 $U_{0.5}-3\sigma$ 的大小来判定。

精确的研究结果表明, 在波头长度为 $600\sim4500\mu\text{s}$ 的变化范围内, 线路计算空气间隙数的 50%放电电压 $U_{0.5,n}=U_{0.5,1}-3\sigma_1$ 的变化是很小的, 或者说随波头长度的增加而略有减小。另一方面, 线路上产生的所有过电压中 90%以上的

波头长度大于 $1000\mu\text{s}$ 。考虑到这些数据,可以推荐冲击试验电压的波头长度为 $1000\mu\text{s}$ 。当冲击波波头长度在 $1000\sim 5000\mu\text{s}$ 变化时,与空气间隙(长间隙)的试验结果是相当吻合的,对于超高压架空线路的绝缘选择,可以推荐采用列宁格勒工业大学和直流科学研究所利用串级试验变压器作为高压试验电源所完成的研究结果。

3.2 气象条件对长间隙放电电压的影响

当气象条件变化时,长空气间隙的放电电压也随之发生变化。在海平面高度和高山地区的户外试验架上完成的试验研究表明:当冲击电压的波头长度超过 $1000\mu\text{s}$ 和小于 $10\mu\text{s}$ 时,改变气压将使放电电压成比例变化;当温度变化时,放电电压的变化却相当少。这种情况是因温度与空气绝对湿度之间的关系相当密切所致:绝对湿度随温度的增高而增大。大家知道,温度和湿度对空气间隙放电电压的影响正好相反:当温度增加时,因空气密度减小而使放电电压降低;而当湿度增加时,由于电子崩中电子损失的增加而使放电电压升高。鉴于这个原因,在长空气间隙 ($S\geq 2\text{m}$) 中,温度和湿度对放电电压的影响可以忽略不计,校正到标准大气条件下的长间隙放电电压计算式为

$$U_{0.5}(p_0) = \frac{p_0}{p} U_{0.5}(p) \tag{6.9-22}$$

式中: p 和 p_0 为大气压力的实测值和基准值。

因此,以后的所有试验数据均按式 (6.9-22) 换算成标准大气条件 ($p_0=101.3\text{kPa}$)。

在选择架空线路的绝缘距离时,必须考虑放电电压的分散性要随气象条件的变化而增加,它可按式 (6.9-23) 进行估算

$$\sigma_{\Sigma} = \sqrt{\sigma^2 + \sigma_M^2} \tag{6.9-23}$$

式中: σ^2 为在气象条件不变时放电电压的方差; σ_M^2 为因气象条件变化而引起的放电电压附加方差。

测试结果表明,当间隙长度 $S\geq 3\text{m}$ 时, $\sigma_M/U_{0.5} = \sigma_M^*/U_{0.5} \approx 0.02$ 。

3.3 导线对地空气间隙的电气强度

导线对地空气间隙电气强度的研究是在如下条件下完成的:试验档距为 300m 时,导线为 $2\text{ACY}300$ 型和 $4\text{ACY}300$ 型,相应的分裂半径为 0.2m 和 0.42m ;试验档距为 250m 时,导线为 $8\text{ACO}400$ 型,分裂半径为 0.6m 和 1.5m 。

为了模拟在线路下通过的运输工具或运输机械,利用固定在构架上的金属网作为模型:高度 4.5m (档距 250m) 和 4m (档距 300m),模型长度取 6m 和 8m ,宽度为 3m 左右。

研究结果见图 6.9-8。从图 6.9-8 中可知,在线路下有运输工具模型时,放电电压要显著下降。不过,有和无运输工具时的放电电压曲线随 H 的增大而迅速接近。将图 6.9-8 上的关系曲线外推可知,当 $H=12\text{m}$ 时,线路下的运输工具对导线与地之间空气间隙的电气强度就已经不再产生影响。

在档距中间,采用 $2\text{ACy}300$ 型导线时和 $4\times \text{ACy}300$ 型导线的放电电压比采用 $8\text{ACO}400$ 型导线时的放电电压稍高一些,这是由于采用 $8\text{ACO}400$ 型导线时运输工具模型较高的缘故。

从图 6.9-8 上还可以看出,当导线的分裂半径增加时放电电压也随之增加。当绝缘距离从 5m 增加到 10m ,导线对地空气间隙的 50% 放电电压可应用近似计算式计算

$$U_{0.5} = 0.85 + 0.19r_p + 0.14H \tag{6.9-24}$$

式中: $U_{0.5}$ 为 50% 放电电压, MV ; r_p 、 H 分别为导线半径和导线对地距离, m 。

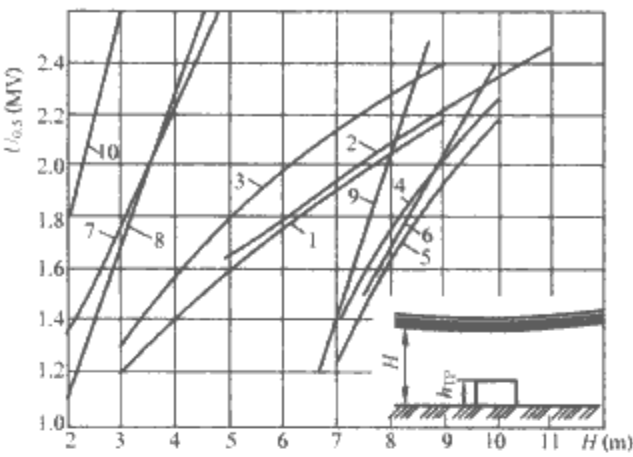


图 6.9-8 档距中的导线对地空气间隙的 50% 放电电压与导线对地距离 H 的关系
曲线 1~7—正极性;曲线 8~10—负极性;曲线 1~6、8、9—操作冲击电压;曲线 7~10—雷电冲击电压;曲线 1~3、7、8、10—线路下无运输工具模型;曲线 4~6、9—线路下有运输工具模型;曲线 1、4—导线为 $2\times \text{AC}300/66$ 型;曲线 2、5、8、9、10—导线 $8\times \text{AC}400/51$ 型, $r_p = 0.6\text{m}$; 曲线 3、6—导线 $8\times \text{AC}400/51$ 型, $r_p = 1.5\text{m}$

如果对地距离不是从一相的最下边一根导线算起,而是从分裂导线的对称轴算起,即 $H_0 = H + r_p$,那么,式 (6.9-24) 可改写成

$$U_{0.5} = 0.85 + 0.19r_p + 0.14(H_0 - r_p) \tag{6.9-25}$$
$$= 0.85 + 0.05r_p + 0.14H_0$$

由此可见,若对地距离从分裂导线对称轴算起,则放电电压与导线分裂半径的相关关系明显减弱。图 6.9-9 给出了放电电压与距离 H_0 的距离函数关系。从图 6.9-9 可知,当绝缘距离 H 大于 5m ($H_0 > 5 + r_p$) 时,对于各种所研究的导线结构,其放电电压几乎是一致的。由此可以得出结论:当分裂导线轴线对地的距离不变时,导线对地空气间隙的正极性放电电压与分裂半径无关。

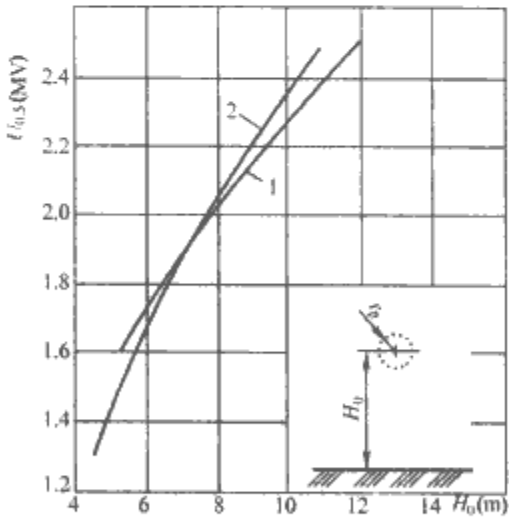


图 6.9-9 导线对地空气间隙的放电电压与分裂导线对称轴对地距离的关系
(导线 $8\times \text{AC}400/51$ 型)
曲线 1— $r_p = 0.6\text{m}$; 曲线 2— $r_p = 1.5\text{m}$

上面获得的结果证实了式 (6.9-24) 所描述的放电电压与 r_p 的关系,而且还应当注意到,当 $r_p > 1.5\text{m}$ 时, r_p 对放电电压的影响比空气间隙长度对放电电压的影响要强得多。例如,在 $H = 10\text{m}$ 和 $r_p = 3.0\text{m}$ 时,预计 $U_{0.5} = 2.90\text{MV}$,而在 $r_p = 1.5\text{m}$ 时, $U_{0.5} = 2.54\text{MV}$ 。

图 6.9-9 中的数据还表明, 负极性放电电压明显比正极性高, 并且完全决定于绝缘距离, 其值可按式 (6.9-26) 计算

$$U_{0.5}^- = 0.57H \quad (6.9-26)$$

式中: $U_{0.5}^-$ 为负极性放电电压, MV; H 为导线对地距离, m。

对于档距中的导线对地间隙, 其放电电压 (确切说效应曲线) 的变异系数等于 $\sigma^* = \sigma/U_{0.5} = 0.04$, 且与间隙长度无关。

当线路下有运输工具时, 变异系数就与导线和地之间的距离有关。在距离大 ($H > 10\text{m}$) 时, 其变异系数与线路下无运输工具时的值一样 ($\sigma^* = 0.04$)。当距离相对较小时, 其放电电压明显地比“纯”导线对地间隙的小, $\sigma^* \approx 0.05$ 。

由于有关档距中间导线对地长空气间隙电气强度的试验数据有限, 而且获得它们十分困难, 因此对于特大距离宜于采用模拟方法。采用临界电荷法所获得的计算结果与试验结果非常吻合。临界电荷法是以如下假定为基础的: 当导线及其附近的电荷达到一定值时, 导线与地之间的空气间隙就形成火花放电, 而与间隙长度无关。50%放电电压与该电荷 (称为临界电荷 q_{cr}) 之间的关系由式 (6.9-27) 决定

$$U_{0.5} = \frac{q_{cr}}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{2H_0}{r_{eq,cr}} \quad (6.9-27)$$

式中: H_0 为分裂导线轴线到地的距离; $r_{eq,cr}$ 为临界电荷的等效半径。对于给定导线结构, 由试验关系曲线 $U_{0.5} = f(H_0)$ 上的两个任意点, 利用式 (6.9-27) 组成方程组

$$\left. \begin{aligned} U_{0.5,1} &= \frac{q_{cr}}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{2H_{0,1}}{r_{eq,cr}} \\ U_{0.5,2} &= \frac{q_{cr}}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{2H_{0,2}}{r_{eq,cr}} \end{aligned} \right\} \quad (6.9-28)$$

就可以求出未知的 q_{cr} 和 $r_{eq,cr}$ 值。解上述关于 q_{cr} 和 $r_{eq,cr}$ 的方程组, 得

$$q_{cr} = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln \frac{H_{0,2}}{H_{0,1}}} (U_{0.5,2} - U_{0.5,1}) \quad (6.9-29)$$

$$\begin{aligned} r_{eq,cr} &= 2H_{0,2} \exp\left(-\frac{2\pi\epsilon_0 U_{0.5,2}}{q_{cr}}\right) \\ &= 2H_{0,2} \exp\left[-\frac{\ln(H_{0,2}/H_{0,1})}{1 - U_{0.5,1}/U_{0.5,2}}\right] \end{aligned} \quad (6.9-30)$$

将得到的 q_{cr} 和 $r_{eq,cr}$ 表达式代入式 (6.9-27), 就得到导线轴心与地之间任意长度空气间隙的 50%放电电压为

$$\begin{aligned} U_{0.5} &= \frac{U_{0.5,2} - U_{0.5,1}}{\ln(H_{0,2}/H_{0,1})} \ln \left\{ \frac{H_0}{H_{0,2}} \exp \left[\frac{\ln(H_{0,2}/H_{0,1})}{1 - U_{0.5,1}/U_{0.5,2}} \right] \right\} \\ &= \frac{U_{0.5,2} - U_{0.5,1}}{\ln(H_{0,2}/H_{0,1})} \left[\ln \frac{H_0}{H_{0,2}} + \frac{\ln(H_{0,2}/H_{0,1})}{1 - U_{0.5,1}/U_{0.5,2}} \right] \\ &= U_{0.5,2} + (U_{0.5,2} - U_{0.5,1}) \frac{\ln(H_0/H_{0,2})}{\ln(H_{0,2}/H_{0,1})} \end{aligned} \quad (6.9-31)$$

例如, 根据图 6.9-8 中导线 2AC300/66 型在 $H_{0,1} = 4\text{m}$ ($U_{0.5,1} = 1420\text{kV}$) 和 $H_{0,2} = 9\text{m}$ ($U_{0.5,2} = 2200\text{kV}$) 两点的试验数据, 可求得 $q_{cr} = 53.4\mu\text{C/m}$ 及 $r_{eq,cr} = 0.92\text{m}$ 。当 $H_0 = 15\text{m}$ 时, 将求得的 q_{cr} 和 $r_{eq,cr}$ 数据代入式 (6.9-27), 则得 $U_{0.5} = 2720\text{kV}$ 。因此, 当间隙增长 6m 时, 其放电电压将增

加 520kV。

3.4 导线对地的放电发展过程分析

研究从导线到地面的放电发展条件表明, 当放电间隙长度增加时, 由于电荷沿分裂导线子导线分布的不均匀性减小, 使临界电荷有所增加。在这种情况下, 流注区域的临界长度是不变的, $l_{CTP,cr} \approx 1\text{m}$ 。应用临界流注区域的方法对各种导线结构外推的结果见图 6.9-10。从图 6.9-10 可知, 未发现放电电压的增高有显著减慢的趋势。

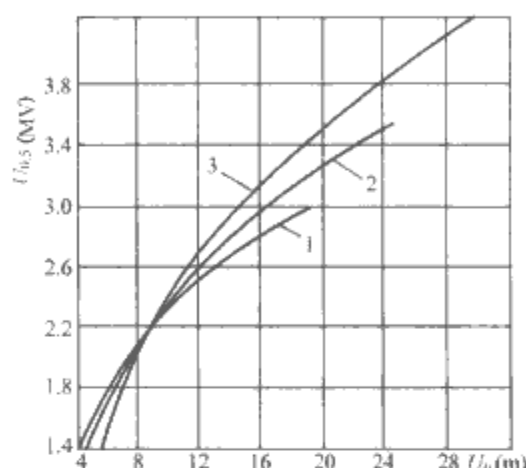


图 6.9-10 按临界流注区的方法外推得到的导线对地空气间隙放电电压与分离导线轴心对地距离的关系

曲线 1— $r_p = 0.6\text{m}$; 曲线 2— $r_p = 1.5\text{m}$; 曲线 3— $r_p = 2\text{m}$

对导线对地长空气间隙中放电发展条件的分析表明, 不是分裂导线的所有子导线都能有效利用。在列宁格勒工业大学的试验档距上, 用改变子导线布置的方法将分裂导线的 8 根子导线从圆形排列改变成抛物线断开曲线形状, 以调整所有子导线上的电荷, 使放电电压提高了 10%~17%。计算表明, 放电电压还可能提高得更多。因此, 有关空气电气强度不能满足需要的悲观结论是没有任何依据的。

当空气间隙长度增大时, 操作冲击电压和雷电冲击电压作用下的放电电压差异将愈来愈增大 (见图 6.9-8)。在雷电冲击电压作用下, 当平均放电场强为 $E_{0.5}^+ = 0.5 \sim 0.6\text{MV/m}$ 和 $E_{0.5}^- \approx 0.9\text{MV/m}$ 时, 发现放电电压呈线性增长, 雷电冲击电压下的变异系数 σ^* 比操作冲击电压下的变异系数 ($\sigma^* \approx 0.015 \sim 0.02$) 小得多。

对传统方式的输电线路, 通常认为两根平行导线之间空气间隙的电气强度是没有意义的, 因为传统线路相邻导线之间的距离决定于计入风压作用下导线的风偏后的导线至塔身的必须绝缘距离。但是, 前苏联以及国外提出的结构方案可以大大缩小相间距离, 而且可以充分利用相间空气间隙的电气强度。

当导线间的距离相对较小 (2~3m) 时, 在平均场强 $E_{av} \approx 5 \sim 5.5\text{kV/cm}$ 的条件下, 火花放电以流注形式发展, 与相邻电极的电压比例无关。所以, 当给定导线间的距离时, 带负电荷导线上电压 U_2 的变化并不影响导线间的放电电压

$$U_{0.5,1-2} = U_{0.5,1} - U_2 \quad (6.9-32)$$

式中: $U_{0.5,1}$ 为带正电荷导线对地的 50%放电概率电压。

当 $U_2 = 0$ 时, 导线对地的 50%放电电压等于导线间的放电电压。根据式 (6.9-32), 导线对地的放电电压随 U_2 沿正方向增加而增大 (见图 6.9-11)。但是, 当 U_2 沿负值方向 (图 6.9-11 沿横坐标轴向右方向) 变化时, 其对地放电电压将减小, 当 $U_2 = -U_{0.5,1-2}$ 时, 电极对地放电电压等于零。

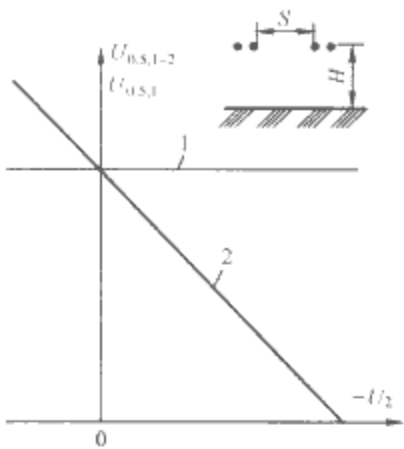


图 6.9-11 当放电以流注形式发展时相邻导线上的电压 U_2 与间隙 50% 放电电压的关系
曲线 1—导线间空气间隙的 $U_{0.5,1-2}$; 曲线 2—导线对地空气间隙的 $U_{0.5,1}$ (间隙距离 $S \leq 3\text{m}$)

3.5 导线间空气间隙放电电压

当导线间距离增加时, 这个规律性就被破坏。导线间的放电电压将随相邻导线上电压的改变而变化。放电过程从流注过渡到先导形式是放电电压发生变化的原因, 此时放电发展的条件完全决定于正电荷导线附近的电荷的数值及分布。对于给定的导线结构, 其临界电荷 q_{cr} 与空气间隙的 50% 击穿概率是一致的。在这样的条件下, 根据电位方程组, 可以计算出平行导线间空气间隙的 50% 击穿电压

$$\begin{cases} U_1 = \alpha_{11} q_1 + \alpha_{12} q_2 \\ U_2 = \alpha_{21} q_1 + \alpha_{22} q_2 \end{cases} \quad (6.9-33)$$

式中: 下角标 “1” 表示带正电荷的电极; 下角标 “2” 表示相邻电极; α_{11} 和 α_{22} 是计及空间电荷的导线自电位系数; α_{12} 和 α_{21} 是互电位系数。

消去相邻电极上的电荷 q_2 , 得

$$U_1 = \alpha_{11} \left(1 - \frac{\alpha_{12}^2}{\alpha_{12} \alpha_{22}} \right) q_1 + \frac{\alpha_{12}}{\alpha_{22}} U_2 \quad (6.9-34)$$

假定第一个电极上的电荷 q_1 为临界电荷, 我们便得到 50% 对地放电电压的表达式

$$U_{0.5,1} = \alpha_{11} \left(1 - \frac{\alpha_{12}^2}{\alpha_{12} \alpha_{22}} \right) q_{cr1} + \frac{\alpha_{12}}{\alpha_{22}} U_2 \quad (6.9-35)$$

和导线间的 50% 放电电压表达式

$$U_{0.5,1-2} = U_{0.5,1} - U_2 = \alpha_{11} \left(1 - \frac{\alpha_{12}^2}{\alpha_{12} \alpha_{22}} \right) q_{cr1} - U_2 \left(1 - \frac{\alpha_{11}}{\alpha_{22}} \right) \quad (6.9-36)$$

从式 (6.9-35) 可知, 当 U_2 为负值时, 导线对地的 50% 放电电压随 U_2 的增加而下降。但是, 因 α_{12} 明显地小于 α_{22} , 所以 $U_{0.5,1}$ 的减少比 U_2 的增加要小得多。由于同样原因, 当 U_2 增加时导线间的放电电压 $U_{0.5,1-2}$ 将显著增加 (见图 6.9-12)。

正如前面所述, 相间绝缘的这种优良特性仅在放电以先导形式发展时才表现出来。在图 6.9-13 上绘出了平行导线间最小绝缘距离 S_{cr} (在该距离时, 放电的发展转变成先导形式) 与相邻导线电压比 U^-/U^+ 的关系曲线。该电压比值越大, 间隙的临界长度也越大。

应当指出, 在紧凑型线路平行导线束之间的稍不均匀电场中, 当距离比图 6.9-13 所示的值大得多的情况下, 也会发生流注式放电, 这就使放电场强随间隙距离的增加而十分缓慢地下降 (见图 6.9-14)。

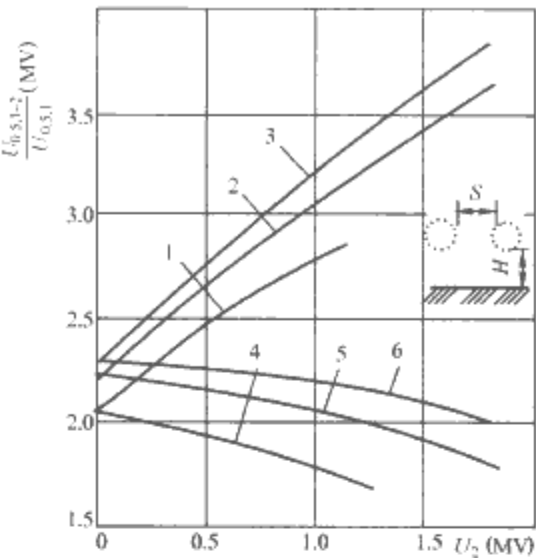


图 6.9-12 导线间和导线对地的 50% 放电电压与 U_2 的关系 (导线对地高度 $H=11\text{m}$)
曲线 1~3—导线间的 50% 放电电压 $U_{0.5,1-2}$; 曲线 4~6—导线对地的 50% 放电电压; 曲线 1、4—电极间的绝缘距离 $S=6\text{m}$; 曲线 2、5— $S=8\text{m}$; 曲线 3、6— $S=10\text{m}$

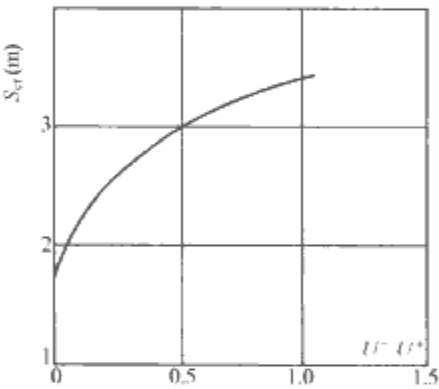


图 6.9-13 平行导线间的最小绝缘距离 (在该距离时放电发展转入先导形式) 与电压比 U^-/U^+ 的关系

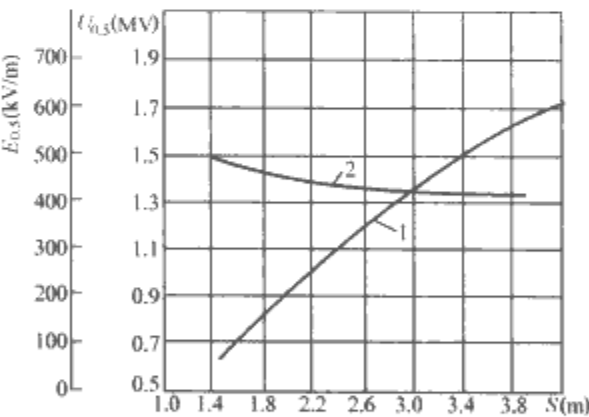


图 6.9-14 50% 放电电压和 50% 放电场强与平行导线束之间空气间隙距离的关系 (导线束分布在两个平行平面内, 相邻导线间的距离 $d=0.55\text{m}$)
曲线 1—50% 放电电压; 曲线 2—50% 放电场强

放电电压与 H 、 S 、 U 三个参数有关, 这对提出适合于输电线路设计使用的测试结果综合表达式带来很大困难。分析导线对地空气间隙系统的电气强度试验数据, 可以建立先导形式放电的相似条件。如果保持导线间绝缘距离 S 与导线-地间距离 H 的比值、相邻导线上的电压比值 U_2^-/U_1^+ , 以及每一根导线上的电压与其电晕起始电压的比值均不变, 那么, 当相邻导线上的电压 U_2 为任何值及 $U_2=0$ 时, 在各

种不同绝缘系统尺寸和不同的作用电压下,测得导线与地之间的 50%放电电压之比 $U_{0.5,1}/U_{0.5,0}$ 也保持不变。所以,比值 S/H 、 U_2^-/U_1^+ 、 U_2/U_{2c} 、 U_1/U_{1c} (U_{1c} 和 U_{2c} 是导线的电晕起始电压) 是导线-导线-地绝缘系统的相似判据。当判据 U_2/U_{2c} 和 U_1/U_{1c} 保持不变时,对于 S/H 为定值的 $U_{0.5,1}/U_{0.5,0}=f(U_2^-/U_1^+)$ 关系曲线如图 6.9-15 所示。任何绝缘系统的电气强度特性,只要测出在相邻导线接地时的 $U_{0.5,1,0}$ (三相系统中的相邻导线),就可利用图 6.9-15 所示的典型关系曲线确定。

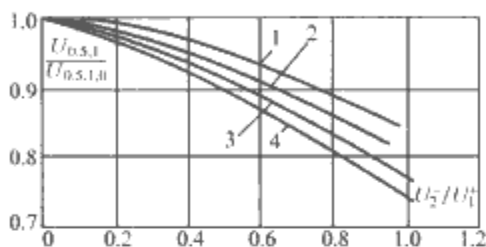


图 6.9-15 在 S/H 为定值时 $U_{0.5,1}/U_{0.5,1,0}$ 与相邻电极电压比的关系 (实线-两相导线-地系统)

曲线 1— $S/H=0.9$; 曲线 2— $S/H=0.75$;
曲线 3— $S/H=0.65$; 曲线 4— $S/H=0.55$

图 6.9-15 所示的典型关系曲线可以表示成解析式。从图 6.9-15 可知,当比值 U_2^-/U_1^+ 取较小值时,在 S/H 的所有变化范围内试验时的 $U_{0.5,1}/U_{0.5,1,0} \approx 0$ 。比值 (U_2^-/U_1^+) 限制了 $U_{0.5,1}/U_{0.5,1,0}$ 比值的微弱变化范围,它与 S/H 的关系可表示为

$$\left(\frac{U_2^-}{U_1^+}\right)^* = -k_1 \left(\frac{S}{H} - k_2\right) \quad (6.9-37)$$

式中: k_1 和 k_2 是系数,其值列于表 6.9-2 (分数的分子)。

当 $U_2^-/U_1^+ \leq (U_2^-/U_1^+)^*$ 时,可取 $U_{0.5,1}/U_{0.5,1,0} = 1$,而在 $U_2^-/U_1^+ > (U_2^-/U_1^+)^*$ 时, $U_{0.5,1}/U_{0.5,0} = f(U_2^-/U_1^+)$; S/H 关系曲线可以近似用具有负倾角的直线表征,即

$$\begin{aligned} \frac{U_{0.5,1}}{U_{0.5,1,0}} &= 1 + \left(k_3 - k_4 \frac{S}{H}\right) \left[\frac{U_2^-}{U_1^+} - \left(\frac{U_2^-}{U_1^+}\right)^*\right] \\ &= 1 - \left(k_3 - k_4 \frac{S}{H}\right) \left[\left|\frac{U_2^-}{U_1^+}\right| - k_1 \left(\frac{S}{H} - k_2\right)\right] \end{aligned} \quad (6.9-38)$$

在 U_2^-/U_1^+ 及 S/H 的比任何比值下,当 $U_{0.5,1,0}$ 为已知时,用式 (6.9-37)、式 (6.9-38) 可求得对地放电电压 $U_{0.5,1}^+$,而导线间的放电电压由式 (6.9-32) 确定。因此,在相邻电极电压 U_2^- 为任意值时,导线间放电电压的确定可以大大简化,因为对被研究的只需要有第二相导线接地时的数据。

表 6.9-2 表征绝缘系统放电电压的参数值

| 绝缘系统 | | k_1 | k_2 | k_3 | k_4 | k_5 | α |
|---------|-----------|-------|---------------------|---------------------|---------------------|----------------------|----------|
| 导线-导线-地 | | 0.7 | $\frac{0.50}{0.55}$ | $\frac{0.32}{0.35}$ | $\frac{0.12}{0.15}$ | $\frac{0.08}{0.085}$ | 1.5 |
| 三相导线-地 | $U_3=0$ | 0.7 | $\frac{0.50}{0.55}$ | $\frac{0.32}{0.35}$ | $\frac{0.12}{0.15}$ | $\frac{0.11}{0.13}$ | 1.1 |
| | $U_3=U_2$ | 0.7 | $\frac{0.70}{0.75}$ | $\frac{0.32}{0.30}$ | $\frac{0.09}{0.06}$ | $\frac{0.11}{0.13}$ | 1.1 |

对试验数据的处理表明,在相邻导线接地影响下,导线对地高度与线间距离的比值越大,放电电压下降越大,即

$$\frac{U_{0.5,1,0}^+}{U_{0.5np-3}^+} = 1 - k_5 \left(\frac{H}{S}\right)^\alpha \quad (6.9-39)$$

式中: $U_{0.5np-3}^+$ 为导线对地空气间隙的 50% 放电电压。所以,以导线对地空气间隙电气强度的试验数据为基础,根据式 (6.9-38)、式 (6.9-39) 可以计算两平行导线系统的对地放电电压为

$$\begin{aligned} U_{0.5,1}^+ &= U_{0.5np-3}^+ \left[1 - k_5 \left(\frac{H}{S}\right)^\alpha\right] \times \\ &\quad \left\{1 - \left(k_3 - k_4 \frac{S}{H}\right) \left[\left|\frac{U_2^-}{U_1^+}\right| - k_1 \left(\frac{S}{H} - k_2\right)\right]\right\} \end{aligned} \quad (6.9-40)$$

当相邻导线上为负极性电压时,由式 (6.9-32)、式 (6.9-40) 可得平行导线间的放电电压为

$$\begin{aligned} U_{0.5,1-2}^+ &= U_{0.5np-3}^+ \left[1 - k_5 \left(\frac{H}{S}\right)^\alpha\right] \times \\ &\quad \left\{1 - \left(k_3 - k_4 \frac{S}{H}\right) \left[\left|\frac{U_2^-}{U_1^+}\right| - k_1 \left(\frac{S}{H} - k_2\right)\right]\right\} + |U_2^-| \end{aligned} \quad (6.9-41)$$

$U_{0.5np-3}^+$ 的值列于图 6.9-8 上。

当 U_2^-/U_1^+ 比值增加时,变异系数 σ^* 将有所减小。比值 $\sigma_{np-np}^*/\sigma_{np-3}^*$ 与比值 U_2^-/U_1^+ 的关系可估算为

$$\frac{\sigma_{np-np}^*}{\sigma_{np-3}^*} = 1 - 0.25 \left|\frac{U_2^-}{U_1^+}\right| \quad (6.9-42)$$

在三相绝缘系统中,其放电电压要低一些,这反映在表 6.9-2 中系数的相应变化上。

在导线间距离较大 ($S > 5\text{m}$) 时,比较方便的不是利用绝缘距离的放电电压,而是相邻导线轴线间距离 S_0 和导线轴线对地距离 H_0 的放电电压。在这种情况下,上面给出的表达式 (6.9-37) ~ 式 (6.9-42) 都保持不变,只不过系数 $k_1 \sim k_5$ 的数值有些变化,列于表 6.9-2 中分数的分母。

4 在工作电压和过电压作用下杆塔空气间隙的电气强度

4.1 放电电压与间隙长度的关系

在杆塔区域内,导线对地的高度比档距内的平均值要高得多。因而,导线与大地间的放电电压也相当高。在这种情况下,杆塔结构和塔身到导线的距离对放电的发展起着决定性的影响。

在研究杆塔上的空气间隙电气强度时,由于采用的杆塔及导线结构是各式各样的,使得发表的试验数据有很大的偏差。通常方法的误差之一是采用的杆塔模型高度不够,而且未考虑导线弧垂的影响,从而使放电电压过低。在这种情况下,应当注意到绝缘距离越长,测量误差就可能越大。因此,在测量杆塔上的空气间隙放电电压时,必须保证符合实际条件的足够长的导线对地高度。

杆塔结构的横向尺寸对空气间隙的电气强度有很大影响。综合许多实验室的试验结果,可以确定放电电压与用于悬挂导线的塔身宽度 B 有如下关系

$$U_{0.5}(B) = U_{0.5}(1) \times (1.03 - 0.03B) \quad (6.9-43)$$

式中: $U_{0.5}(1)$ 是 $B=1\text{m}$ 时的放电电压。这个关系式在 $0.5\text{m} \leq B \leq 5\text{m}$ 区间内已得到验证,该 B 值区间包括了杆塔构件尺寸的可能变化范围。

当导线自由悬挂在杆塔上时 (用单联或双联悬垂绝缘子

串), 无论在工作电压或是在过电压作用下都必须保证线路的可靠工作 (计入导线的风偏)。因此, 有关工频电压作用下空气间隙电气强度的资料是必需的。但是, 由于工频运行电压较低, 只有在空气间隙长度不大时这些数据才有意义。在塔身宽度 $B=1\text{m}$ 的杆塔模型上, 采用不同的子导线根数 n 和不同的导线分裂半径 r_p 进行放电电压的测试, 其结果绘于图 6.9-16 上。由图 6.9-16 可知, 放电电压与间隙长度的关系曲线随 n 和 r_p 的增加而逼近直线, 即

$$U_{pm} = 0.5S \tag{6.9-44}$$

式中: U_{pm} 为工频配电电压, MV; S 为间隙长度, m。并且, 当 n 和 r_p 很小时, 测得的关系曲线表明, 仅在 S 很小时才接近于式 (6.9-44) 的直线; 随 S 的增大, 将明显地偏离式 (6.9-44)。但是, 当工作电压增加时, n 和 r_p 也随之增加, 所以在任何 S 值下都可利用式 (6.9-44) 的关系式。

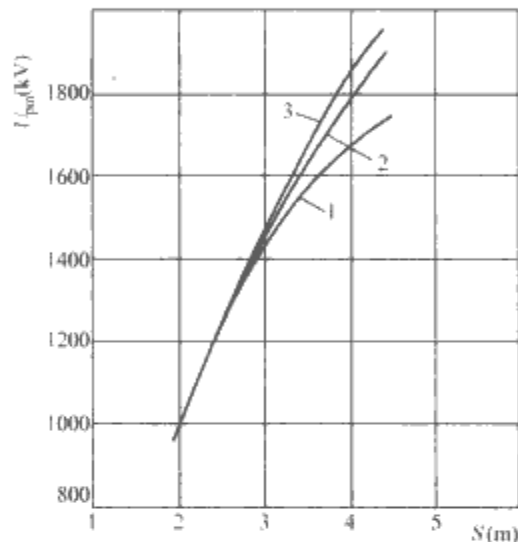


图 6.9-16 导线对杆塔间隙的工频放电电压 (幅值) 与间隙长度的关系
曲线 1— $n=2$, $r_p=0.2\text{m}$; 曲线 2— $n=8$, $r_p=0.6\text{m}$; 曲线 3— $n=12$, $r_p=1.5\text{m}$

4.2 放电电压与导线结构的关系

图 6.9-16 的数据证明, 在绝缘距离 $S>2.5\text{m}$ 时其放电电压与导线结构有关。为此进行了一些专门研究, 从而已能确立下列规律: 当绝缘距离小于 2m 时, 放电电压与导线结构无关; 当绝缘距离超过 5m 时, 在不改变绝缘距离的条件下, 增大分裂半径与改变绝缘距离一样也可以改变放电电压。这就表明, 当从导线对称轴到杆塔塔身的距离不变时, 放电电压与导线的分裂半径无关。因此, 根据对任意一根导线测得的放电电压数据, 完全可以按照以前对导线对地间隙的研究得到任意分裂半径导线的放电电压值。当间隙距离为 $2\text{m}\leq S\leq 5\text{m}$ 时, 若要将一种导线结构的放电电压换算到另一种导线结构, 可以通过沿横坐标移动式

$$\Delta S = (r_{p2} - r_{p1}) \frac{S-2}{3} \tag{6.9-45}$$

所示距离 ΔS 后查曲线上对应点的方法求得。

例如, 对于分裂半径 $r_{p2}=1\text{m}$ 的导线, 在 $S=3.5\text{m}$ 的放电电压等于分裂半径 $r_{p1}=0.25\text{m}$ 的导线在 $S=3.5 + [(1-0.25) \times (3.5-2)]/3=3.875\text{m}$ 时的放电电压。

当 $S>5\text{m}$ 时, 可用将放电电压曲线移动 $r_{p2}-r_{p1}$ 的方法进行换算。例如, 分裂半径 $r_{p2}=1\text{m}$ 的导线 $S=7\text{m}$ 时的放电电压, 等于在 $S=7 + (1-0.25) = 7.75$ 时 $r_p=0.25\text{m}$ 的导线的放电电压。

4.3 塔头对间隙放电电压的影响

在 20 世纪 60 年代初期的文献中, 对导线与横担、导线

与杆身之间空气间隙的放电电压的有关问题进行了积极的讨论。已完成的深入研究表明, 在导线到横担与导线到塔身的距离相同的条件下, 这些绝缘间隙的电气强度也相同。但是, 杆塔结构和导线在杆塔上的布置方式对导线与杆塔空气间隙的电气强度特性要产生影响。例如, 门型直线杆塔边相导线对塔身间隙的放电电压, 比在两根立柱间的中相导线对塔身的放电电压高 [见图 6.9-17 (b) 和图 6.9-17 (c)]; 远离塔柱的导线对横担间隙 [图 6.9-17 (a)] 的放电电压将更高; 对应于图 6.9-17 (d) 布置方式的放电电压最低, 因为导线周围均被塔头的金属构件所包围。当导线周围的塔头构件增多时, $U_{0.5}$ 将降低, 伴随着的是放电电压的分散性也减小 (见表 6.9-3)。

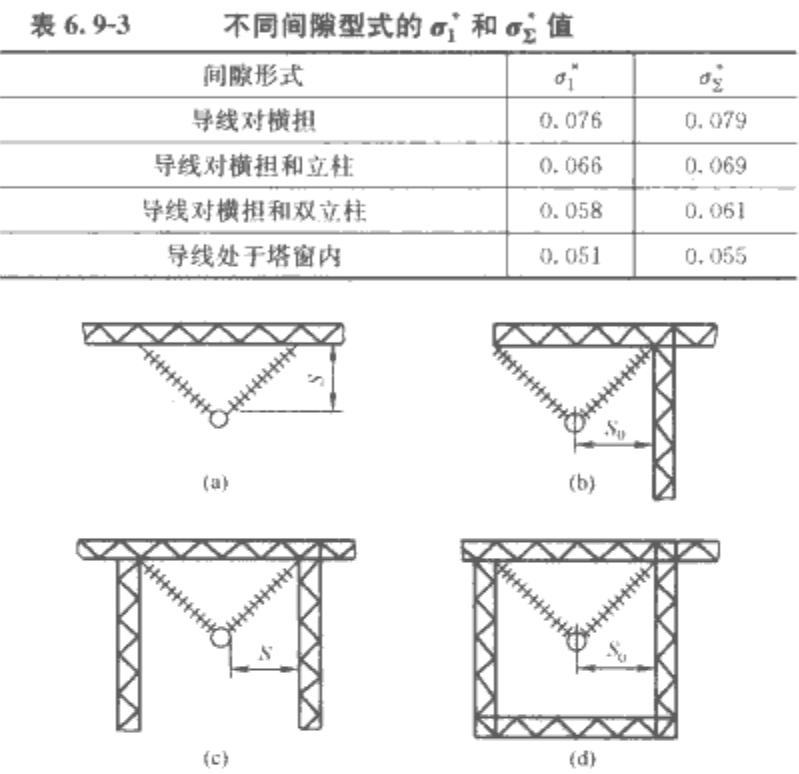


图 6.9-17 导线在杆塔上的布置图
(a) 导线对横担; (b) 导线对横担和塔柱;
(c) 导线对横担和双立柱; (d) 导线处于塔窗内

因此, 在导线周围增加杆塔构件的数量就类似于增加了空气间隙的并联个数。例如, 4 个并联间隙总和的 50% 放电电压比一个间隙的放电电压低一个 σ_1 值, 而一个 σ_1 值相当于小 30%。根据现有的试验数据, 塔窗内的导线间隙, 其 50% 放电电压比导线对横担间隙的低 8% ($\sigma_1^*=7.6\%$); 而塔窗内导线间隙的 σ_1^* (5.1%) 比导线对横担间隙的小 30%。

当导线周围的杆塔构件数增加时, 50% 放电电压和变异系数 σ^* 将同时减小, 于是在铁塔截面相同时, 导致电压水平为

$$U_{0.5,1} - 3\sigma_1 = U_{0.0013} = U_{0.5}(1 - 3\sigma_1^*) \tag{6.9-46}$$

对塔头上的所有各种间隙几乎都是相同的 (见图 6.9-18 的曲线 5)。因为正是利用这个值选择绝缘距离, 所以可以将图 6.9-18 中曲线 5 视为选择任意杆塔布置空气间隙的适宜的通用曲线。

由此可以得出很有意义的结论: 塔头上的绝缘距离与杆塔的结构形式无关。用于导线悬挂的杆塔构件面尺寸的改变可以按照式 (6.9-43) 计算。

因此, 图 6.9-18 的曲线 5 与式 (6.9-43) 配合使用, 可以保证对任何导线和杆塔结构下的塔头绝缘距离进行选择。

为了保证能够估计有应用前景的各种电压等级架空线路的杆塔尺寸, 在图 6.9-19 上绘出图 6.9-18 曲线 5 的外推曲

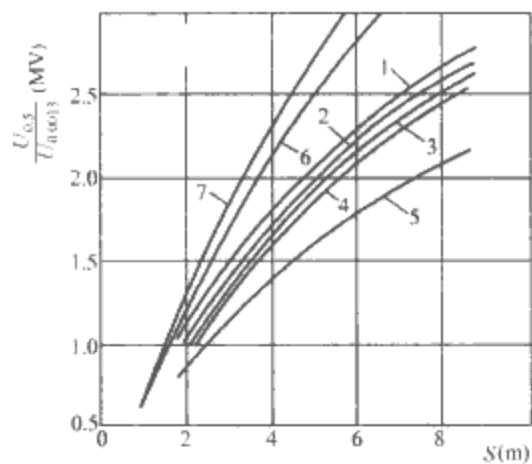


图 6.9-18 导线距杆塔所有构件（横担、立柱、下横梁）的距离相同时导线对杆塔空气间隙的放电电压曲线（杆塔断面为 $1\times 1\text{m}^2$ ）
曲线 1~4、6、7—50%放电电压；曲线 5—0.13%放电电压；曲线 1~5—操作冲击电压；曲线 6、7—雷电冲击电压；曲线 1~6—正极性；曲线 7—负极性；曲线 1—导线对横担；曲线 2、6、7—导线横担和立柱；曲线 3—导线对横担和双立柱；曲线 4—导线在塔窗内；曲线 5—对所有举例的杆塔结构的统一关系曲线

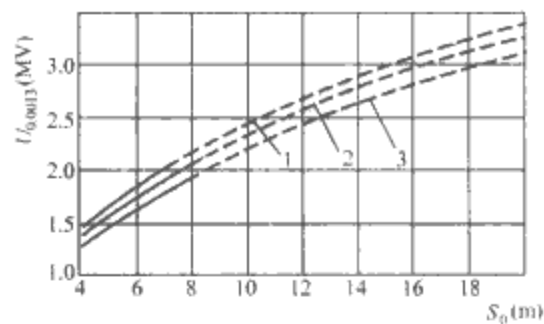


图 6.9-19 塔头空气间隙的 0.13%放电电压与分裂导线对称轴与杆塔间距离的关系曲线
曲线 1—铁塔宽 1m；曲线 2—铁塔宽 3m；曲线 3—铁塔宽 5m

线，它是根据临界电荷法（临界流注区）向长距离方向外推得到的。

为了便于比较，在图 6.9-18 上还给出了在雷电冲击过电压作用下的放电电压与间隙长度的关系曲线。从图 6.9-18 上可见，对于导线对地间隙，在雷电过电压和操作过电压下的放电电压随放电间隙长度的增加其差别明显增大。在雷电冲击电压下，距离一直增大到 5~6m，正极性平均放电场强仍保持在 0.5MV/m 水平上，负极性时保持在 0.6~0.55MV/m 水平上。

第10章 超特高压交直流变电站 (换流站) 绝缘结构

1 概述

电力系统由发电厂、变电站、线路和用户组成。变电站是联系发电厂和用户的中间环节,起着变换和分配电能的作用。变电站由许多电气设备构成,这些设备大致可分为系统的电压、电流直接作用的通电与带电设备和运行时必需的监视、保护、控制设备。通电与带电设备有变压器、开关电器、母线、调相设备、避雷器、互感器、电抗器等。另外,在监视、保护、控制设备中有配电盘、继电保护盘、遥测遥控装置以及其他的附属设备等。

交流输电与直流输电相互配合构成现代电力传输系统。在高压直流输电系统中,输电是以直流电的方式实现电能的传输,电力系统中的发电和用电绝大部分均为交流电,要采用直流输电必须进行交、直流电的相互转换。也就是说,在送端需将交流电转换成直流电,而在受端又必须将直流电转换为交流电,然后才能送到受端交流系统中去。送端进行整流的场所称为整流站,受端进行逆变的场所称为逆变站,整流站和逆变站可统称为换流站。因此,通过整流和逆变的方式就可以实现高压直流输电。

在高压交流电力系统中(见图6.10-1),接有大容量的水电厂和火电厂,水电厂发出的电力经过500kV超高压输电线路送至枢纽变电站去。220kV的电力网构成环形,可提高供电可靠性。

交流变电站根据它在系统中的地位,可分成下列几类:

(1) 枢纽变电站。位于电力系统的枢纽点,连接电力系统高压和中压的几个部分,汇集多个电源,电压为330~500kV的变电站,称为枢纽变电站。全部停电后,将引起系统解列,甚至出现瘫痪。

(2) 中间变电站。高压侧以交换潮流为主,起系统交换功率的作用,或使长距离输电线路分段,一般汇集2~3个电源,电压为220~330kV,同时又降压供给当地用电,这样的变电站主要起中间环节的作用,因此称为中间变电站。全站停电后,将引起区域电网解列。

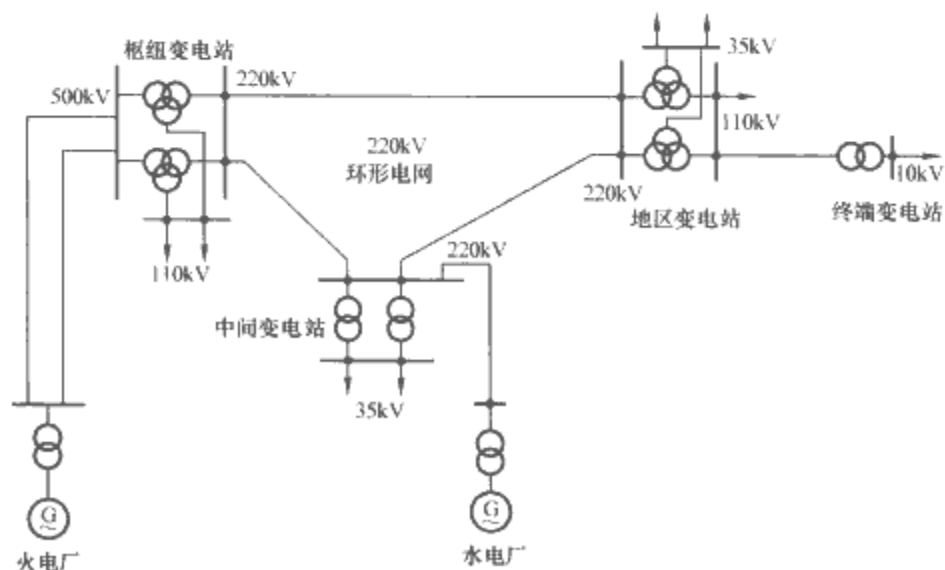


图 6.10-1 交流电力系统的原理接线图

(3) 地区变电站。地区变电站的高压侧电压一般为110~220kV,以向地区用户供电为主,这是一个地区或城市的主要变电站。全站停电后,仅使该地区供电中断。

(4) 终端变电站。在输电线路的终端,接近负荷点处,高压侧电压多为110kV,经降压后直接向用户供电的变电站,即为终端变电站。全站停电后,只是用户受到损失。

在高压直流输电系统中,为了完成将交流电变换为直流电或者将直流电变换为交流电的转换,并达到电力系统对安全稳定及电能质量的要求,换流站中应包括的主要设备或设施有:换流阀、换流变压器、平波电抗器、交流开关设备、交流滤波器及交流无功补偿装置、直流开关设备、直流滤波器、控制与保护装置以及远程通信系统等。图6.10-2所示为高压直流换流站典型的构成图。

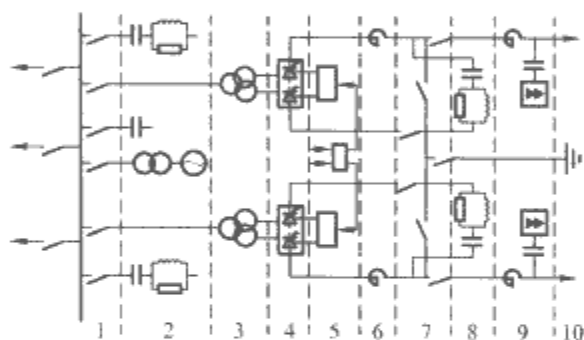


图 6.10-2 高压直流换流站典型构成图

- 1—交流开关装置; 2—交流滤波器和无功补偿装置;
3—换流变压器; 4—换流阀; 5—控制与保护装置;
6—平波电抗器; 7—直流开关装置; 8—直流滤波器;
9—电力线载波; 10—接地极

对于各种类型的直流输电系统,无论是两端的、多端的,或者是背靠背的,都具有相似的换流站设计及换流站设备。对于两端或多端系统由于要通过直流线路进行长距离输电,需要更多的直流侧设备,如过电压保护装置及直流滤波器。而对于背靠背直流输电系统,由于不通过直流输电线路进行直流功率的传输,而是在同一个换流站里实现AC/DC/AC的功率变换,所以其直流侧的设备比两端或多端直流系统的换流站要简单些,特别是免了设置直流滤波器及站间的远程通信系统。

换流站的主要设备一般被分别布置在交流开关区域、换流变压器区域、阀厅控制楼区域以及直流开关场区域四个区域里。

(1) 交流开关区域。交流开关区域主要包括按主接线要求进行连接的换流站交流侧开关设备、交流滤波器及无功补偿设备、防止设备免遭过电压侵害的交流避雷器。为了对交流侧的电流、电压等电器量进行监测,在这个区域里还装设有交流测量装置。

(2) 换流变压器区域。大容量高压直流换流站的换流变压器容量大、台数多,占地面积较大。为了缩短换流变压器阀侧套管与阀厅之间的引线

长度，减少直流侧由于绝缘污秽所引起的闪络事故，一般要求换流变压器靠近阀厅布置。保护换流变压器的交流避雷器靠近换流变压器布置。根据防火要求，在换流变压器区域装设水喷淋灭火系统或其他灭火系统。

(3) 阀厅控制区域。阀厅与控制楼大都采用整体建筑结构。阀厅内安装晶闸管换流阀及其相应的开关设备和过电压保护设备。在大多数高压直流换流站内，换流变压器的阀侧套管都直接插入阀厅，以减少套管的污闪几率。采用水作为冷却介质的晶闸管换流阀还安装了冷却水管路。20 世纪 90 年代初，在采用晶闸管换流阀的换流站阀厅中曾发生多起火灾事故。火灾原因一般是由于电气连接处的接触不良、充油原件的过热及泄漏以及冷却水管渗漏引起电弧等原因，从而引起了对阀厅防火的重视。阀厅防火的主要措施是在晶闸管阀的电路中避免采用充油元件；加强对冷却水回路的监视；阀组件中尽量采用阻燃材料；在阀厅中采用性能较好的火灾早期探测装置并设置必要的水消防装置。

在高压直流输电的双极换流站中，主控制楼一般布置在两阀厅间，以节省控制电缆，特别是缩短由控制室阀控系统至阀厅的光缆长度，以减少光信号的衰耗。控制楼内一般布置有阀的冷却设备、辅助电源设备、通信设备以及控制保护设备等。

(4) 直流开关场区域。直流开关场区域主要布置了高压平波电抗器、直流滤波器、过电压保护装置、直流测量装置以及用于运行方式切换和故障清除所需的直流开关装置，如低压直流高速开关（LVHS）、金属回路转换断路器（MRTB）、大地回线转换开关（GRTS）。

2 变电站（换流站）空气间隙选择

2.1 变电站空气间隙选择

变电站相导线对地/相对相导线的空气间隙应能承受工作电压、操作过电压和雷电过电压的作用。变电站相导线对地/相对相导线的空气间隙可按绝缘配合的半统计法加以选择，以特高压变电站为例，对其空气间隙和绝缘结构的电气强度进行分析。

2.1.1 工作电压要求的变电站空气间隙

电力行业标准 DL/T 620—1997 指出超高压变电站相对地空气间隙的工频 50% 放电电压的要求和架空线路的要求相同。因此标准气象条件下变电站相对相空气间隙的工频 50% 放电电压 ($\bar{u}_{i,p,s}$) 的要求值，可按式 (6.10-1) 确定

$$\bar{u}_{i,p,s} \geq 1.4(\sqrt{2}u_m) \tag{6.10-1}$$

考虑海拔高度变化，气象条件对空气间隙工频放电电压的校正，同时按照安德生所著《345kV 及以上超高压输电线路设计参考手册》中提供的相对相导线空气间隙工频 50% 放电电压的试验曲线，通过计算，在表 6.10-1 中给出了特高压变电站工作电压下相对相空气间隙的要求值。

表 6.10-1 特高压变电站工作电压下相对相导线空气间隙的要求值

| 海拔 (m) | 1000 | 2000 |
|----------|------|------|
| 空气间隙 (m) | 6.0 | 6.2 |

2.1.2 操作过电压要求的特高压变电站空气间隙

参照标准气象条件下超高压变电站空气间隙正极性操作冲击波 50% 放电电压 ($\bar{u}_{s,s,s}$) 的计算公式，特高压变电站的相应值也可由式 (6.10-2) 和式 (6.10-3) 算出

$$\bar{u}_{s,s,s} = \frac{U_{p,1}}{1-2\sigma_{s,s}} \geq K_1 U_{p,1} \tag{6.10-2}$$

$$\bar{u}_{s,s,s} = \frac{U_{p,1}}{1-3\sigma_{s,s}} \geq K_1 U_{p,1} \tag{6.10-3}$$

式中： $U_{p,1}$ 为避雷器操作冲击保护水平，kV； $\sigma_{s,s}$ 为变电站相对地（导线对横担及两立柱）空气间隙在操作过电压下放电电压的变差系数，6.6%； K_1 为变电站相对地空气间隙操作过电压配合系数，有风偏间隙取 1.15，无风偏间隙取 1.25。

对于无风偏空气间隙，其闪络率为 0.001 35。而对于有风偏空气间隙，则因过电压与风同时出现的概率极低，其闪络率更低。

相对地空气间隙操作冲击 50% 放电电压的试验数据可参照图 6.10-3，考虑海拔高度变化，气象条件对空气间隙操作冲击放电电压的校正，通过计算在表 6.10-2 中给出了海拔高度 1000m 地区特高压变电站相导线对地操作过电压下空气间隙的要求值。

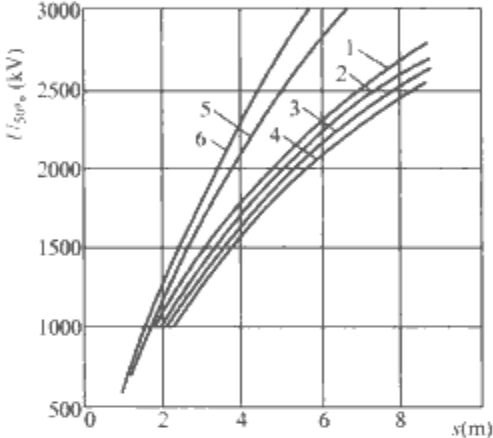


图 6.10-3 导线铁塔所有构件（横担、立柱、下横梁）的距离相等时导线对铁塔空气间隙的放电电压曲线（铁塔断面为 1×1m²）
曲线 1~4、5、6—50% 放电电压；1~4—操作冲击；5、6—雷电冲击；1~5—正极性；6—负极性；
曲线 1—导线对横担；2、5、6—导线对横担及立柱；3—导线对横担及两立柱；4—导线处于塔窗内

2.1.3 雷电过电压下的特高压变电站空气间隙

与操作过电压一样，雷电过电压要求的特高压变电站空气间隙的放电电压，也应与避雷器的雷电冲击保护水平相配合。

变电站相对地空气间隙的正极性雷电冲击电压波 50% 放电电压 $\bar{u}_{l,s}$ 符合式 (6.10-4) 的要求

$$\bar{u}_{l,s} \geq k_4 U_R \tag{6.10-4}$$

式中： k_4 为变电站相对地空气间隙雷电过电压配合系数， k_4 取值考虑了 MOA 与被保护对象之间距离和空气间隙放电电压分散性等因素，取 1.4； U_R 为避雷器的雷电冲击保护水平。

变电站相对相导线空气间隙的正极性雷电冲击电压波 50% 放电电压 $\bar{u}_{l,s}$ 应符合式 (6.10-5) 的要求

$$\bar{u}_{l,s} \geq k_4 U_R + \sqrt{2}u_m \tag{6.10-5}$$

考虑海拔高度变化气象条件对空气间隙雷电冲击放电电压的校正，同时按照图 6.10-4 的空气间隙雷电冲击 50% 放电电压的试验数据，通过计算得出海拔高度 1000m 地区特高压变电站雷电过电压下相对地、相对相空气间隙的要求值分别为 5.6、7.6m。

2.1.4 特高压变电站空气间隙的选定

以上的分析计算获得了 1000kV 特高压变电站在工作电压、操作过电压和雷电过电压下的空气间隙值。在海拔高度 1000m 及以下地区，选定的变电站相导线对地（A₁）和相间（A₂）的空气间隙值分别如表 6.10-2 所示。由表 6.10-2 看出特高压变电站的空气间隙仍是由操作过电压决定的。

| 表 6.10-2 特高压变电站的空气间隙 m | | |
|--------------------------|-----|--------------------------|
| 相对地空气间隙（A ₁ ） | | 相对相空气间隙（A ₂ ） |
| 有风偏 | 无风偏 | |
| 6.0 | 6.6 | 8.5 |

特高压变电站相对相导线空气间隙的 50%操作冲击电压波放电电压 $\bar{u}_{s,p,s}$ 应符合式（6.10-6）的要求

$$\bar{u}_{s,p,s} = \frac{K_2}{1 - 3\sigma_{s,p}} \geq K_3 U_{p,1} \quad (6.10-6)$$

式中： $\sigma_{s,p}$ 为相间空气间隙在操作过电压下放电电压的变差系数，3.5%； K_2 为相间与相对地过电压的比值，取 1.63； K_3 为变电站相间空气间隙操作过电压配合系数，1.82。

满足式（6.10-4）要求的相间空气间隙，其闪络率为 0.001 35。

由平行导线之间的空气间隙放电电压特性可知，该间隙的操作冲击放电电压不但与空气间隙的距离有关而且与 U^- 、 H_0 和 S_0 等有关。这样当 H_0 和 S_0 一定时，间隙的操作冲击放电电压随比值 $\alpha(U^-/U^- + U^+)$ 不同也不相同。

由于作用于相间空气间隙上两过电压分量的随机性，使相间空气间隙的选择变得复杂。国外学者通过对某相间绝缘的试验研究看出， α 由 0.37 变至 0.51 时相对相间隙放电电压由 1740kV 变至 1830kV，即仅增加 5.2%。为了简化，该研究建议 α 可取一适当值，经分析推荐取为 0.4。参照该建议，通过计算并参考相间空气间隙操作冲击 50%放电电压的试验数据，以及考虑海拔高度变化，气象条件对空气间隙操作冲击放电电压的校正，表 6.10-3 中给出了海拔高度 1000m 地区特高压变电站相对相导线之间空气间隙的推荐值。

| 表 6.10-3 特高压变电站操作过电压下空气间隙的推荐值 m | | |
|---------------------------------|-----|------------|
| 相对地空气间隙 | | 相对相空气间隙 |
| 有风偏 | 无风偏 | |
| 6.0 | 6.6 | 8.0/7.5~10 |

在表 6.10-3 中的相对相空气间隙一栏分母数据是由美国安德生提供的相对相空气间隙操作冲击放电电压的试验曲线查得的。7.5/10m 与 α 值 0.5/0.33 相对应。

综合以上结果，选取操作过电压下相对相空气间隙为 8.5m。

2.2 换流站空气间隙选择

从线路杆塔空气间隙的计算可知，操作过电压起决定作用，由最高工作电压和雷电过电压选取的间隙距离远小于操作过电压选取的距离。由于换流站直流场极母线多采用固定安装方式，且两极间距离足够大，因此空气间隙主要考虑极母线对地距离。对于固定式母线，也主要计算操作过电压结

果。同时过电压下的间隙值应与极母线避雷器的相应保护水平相配合。表 6.10-4 列出了葛—南直流输电工程换流站使用的直流避雷器参数。

间隙的操作冲击 50%放电电压 $U_{50\%,s}$ 可按式（6.10-7）计算

$$U_{50\%,s} = \frac{K_1}{(1 - 2\sigma)K_2} u_p \quad (6.10-7)$$

式中： K_1 为裕度系数，操作冲击取 1.2； u_p 为避雷器操作冲击保护水平，取 950kV； σ 为间隙的操作冲击放电电压的变异系数，取 5%； K_2 为间隙的操作冲击放电电压的气象校正系数，海拔 1000m 以下取 $K_2=1$ 。

| 表 6.10-4 葛—南直流输电工程换流站使用的直流避雷器参数 kV | | | | | | | |
|------------------------------------|-------|--------|-------------------|------|------|--------------------|-------|
| 型号 | 额定电压 | 最高运行电压 | 8/20 μ s 电流残压 | | | 45/90 μ s 电流残压 | |
| | | | 3kA | 10kA | 20kA | 0.3kA | 1.0kA |
| MDL-C515 | DC515 | 515 | 987 | 1038 | 1110 | 877 | 910 |

因此，换流站操作冲击电压下的 50%放电电压可取 1266kV。由于直流叠加操作冲击放电电压仅比单独加操作冲击时提高 3%~4.5%（变异系数略高，为 5.4%~7%），所以在确定直流操作冲击电压下的空气间隙时，可只使用正极性操作冲击电压下的放电电压。中国电力科学研究院进行的换流站极母线对设备构架和遮挡之间空气间隙的正操作冲击放电特性见图 6.10-4。

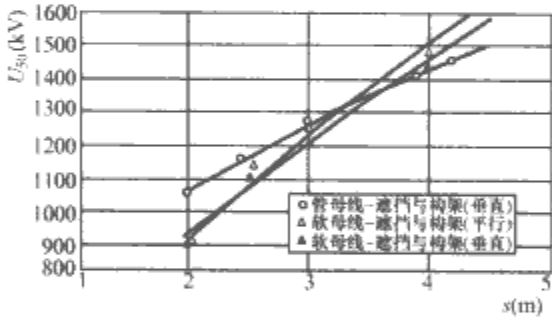


图 6.10-4 换流站典型间隙的操作冲击放电特性

由图 6.10-4 可见，极母线对构架及遮挡呈垂直布置时的正极性操作冲击放电电压较平行布置时为低；同样是母线和构架及遮挡呈垂直布置，间隙大于 3.6m 时管母线较软母线放电电压低，而间隙小于 3.6m 时试验结果相反。在操作冲击电压为 1266kV 条件下，换流站空气间隙可根据软母线对垂直布置的构架及遮挡的正极性操作冲击放电电压来确定，其 50%放电电压公式为

$$U_{50} = 539.5d^{0.6467} \quad (6.10-8)$$

式中： d 为空气间隙，经计算可得间隙为 3.4m。

3 变电站（换流站）过电压保护

变电站（换流站）过电压保护与绝缘配合的目的就是寻求一种避雷器配置和参数选择方案，保证变电站（换流站）所有的设备（包括避雷器本身）在正常运行、故障期间及故障后的安全，并使得全系统的费用最低。

从避雷器安全的角度出发，需要考虑两个主要方面，其一是长期连续运行的安全，防止加速老化。其物理原理是能够在规定的条件下，在避雷器运行温度不超过保证运行寿命所规定的最高温度时，最高连续运行电压下的电阻性漏电流所引起的损耗能够与散热能力平衡。在工程

中，尤其是在交流使用条件下简化为根据最高连续运行电压采用足够高的额定电压。其二是过电压下通过避雷器的能量不能超过其允许值。一般来说，避雷器额定电压越高，单位电压的能量要求越低，对于内阻抗较小的系统而言，情况更是这样。较高的避雷器额定电压可以降低单位电压避雷器的能量要求，因而可以降低避雷器制造的难度和费用。

对于被保护设备，避雷器额定电压越高，保护水平就越高，设备的绝缘水平也必定相应提高，因而制造难度和费用增加。为了解决避雷器安全和设备造价之间的矛盾，需要进行精心的优化配置工作，在这方面已进行了不少的研究工作，最后概括成为国际和国内的标准和导则。

在工程中，除严格按照标准和导则进行规范外，变电站（换流站）的过电压保护需要依赖工程经验。变电站（换流站）过电压保护和绝缘配合的一般过程是：第一步，确定避雷器的配置方案；第二步，确定各避雷器的额定电压和保护特性；第三步，初步确定配合电流、保护残压和设备绝缘水平；第四步，进行过电压研究，确定避雷器能量要求，校核实际流过避雷器的电流幅值是否超过配合电流；第五步，如果必要，则进行调整，即一般情况下调整避雷器并联柱数，必要时需调整额定电压甚至配置方案，最终确定保护方案和绝缘水平。

4 变电站（换流站）电气设备的电气强度

4.1 变电站电气设备的电气强度

4.1.1 特高压电气设备的交流试验电压

特高压电气设备交流耐压试验的目的在于两个方面：其一是通过在升高电压试验过程中监测局部放电状况，以确认其在长期工作电压应力作用下的工作可靠性；其二是特高压电气设备在运行中将受到暂时过电压的作用，因此其绝缘设计应充分考虑这一电压的作用，并且通过相应的试验加以检验。

以下是日本特高压电气设备交流耐压试验的电压值与作用的时间（其值示于括号内）：

变压器 1.5p. u. (1h) + √3p. u. (5min) + 1.5p. u. (1h)

GIS 1.5p. u. (30min) + √3 p. u. (1min) + 1.5p. u. (30min)

前苏联对特高压电气设备承受暂时过电压的要求值如表 6.10-5 所示。

表 6.10-5 特高压电气设备承受暂时过电压的要求值

| 过电压作用时间 (s) | 1200 | 20 | 5 | 0.03 |
|----------------------------------|------|-----|------|------|
| p. u. ($\sqrt{2}U_m/\sqrt{3}$) | 1.1 | 1.3 | 1.35 | 1.6 |

注 0.03s 原对应 1.8p. u.，现依我国情况修改。

综合上述，对我国特高压电气设备的交流短时感应耐受电压（ACSD）/外施耐受电压，可按日本的数据（电压：1100kV；时间：对变压器/GIS 为 5min/1min）要求。

4.1.2 特高压电气设备的操作/雷电冲击耐受电压

前苏联和日本由于变电站电气设备绝缘配合原则的不同以及避雷器性能的差异，所以导致电气设备的绝缘水平有较大差别，其变压器内绝缘的耐受电压如表 6.10-6 所示。可见确定合理的绝缘配合原则，即用合理的成本获得适当的可靠性水平，是确定电气设备绝缘水平至为重要的前提。

表 6.10-6 变压器内绝缘耐受电压 kV

| 国 别 | 设备最高电压 U_{rms} | 雷电冲击 | 操作冲击 |
|-----|---------------------|------|------|
| 日本 | 1100 | 1950 | 1425 |
| 前苏联 | 1200 | 2400 | 1950 |

对于电气设备绝缘配合方法，如本章第二节所述，电气设备内绝缘的耐受电压是以避雷器的操作冲击、雷电冲击保护水平为基础，同时乘以一配合系数（安全裕度），用惯用法加以确定的。我国特高压输电电网，在选择电气设备的绝缘水平时，应充分考虑我国和国外超高压/特高压系统的工程经验和标准，且应留有一定的裕度。

参照 IEC 71-2：1996《绝缘配合第二部分使用导则》和 DL/T 620—1997 等有关标准，取绝缘配合系数如下：

变压器、高压并联电抗器、开关设备和电压、电流互感器等内绝缘的操作冲击绝缘配合系数均取 1.15。

变压器内绝缘的雷电冲击绝缘配合系数取 1.15，且考虑运行老化因素再引入一裕度系数 1.15。

高压并联电抗器、开关设备和电压、电流互感器等考虑保护距离的因素，其内绝缘的雷电冲击绝缘配合系数取 1.4。

根据特高压金属氧化物避雷器的操作冲击保护水平（1456kV）和雷电冲击保护水平（1624kV），在表 6.10-7 中示出的我国特高压电气设备（变压器/高压并联电抗器/开关设备和电压、电流互感器等）内绝缘的操作冲击和雷电冲击耐受电压值将是可取的。

参照 IEC 71-2：1996，对电气设备（变压器/高压并联电抗器/开关设备）外绝缘的操作冲击和雷电冲击的绝缘配合系数均取 1.05。考虑有关的距离因素和海拔高度引起的气象条件变化对于电气设备外绝缘放电电压的校正之后，对于海拔 1000m 及以下地区特高压电气设备外绝缘的耐受电压可取该设备内绝缘相应耐受电压的同一值。

表 6.10-7 我国特高压电气设备内、外绝缘冲击耐受电压 kV

| 设备最高电压 U_{rms} | 雷电冲击耐压 | | 操作冲击耐压 | |
|---------------------|--------|------|--------|------|
| | 变压器 | 其他设备 | 变压器 | 其他设备 |
| 1100 | 2250 | 2400 | 1800 | 1800 |

4.2 换流站电气设备的电气强度

经过避雷器选择和过电压研究，具备了进行换流站绝缘配合的条件后，绝缘配合应针对每一个或一类设备按四个步骤进行：第一，确定哪种避雷器动作将会在设备上引起最高的过电压；第二，根据配合电流确定对应避雷器在各种冲击波下的保护水平；第三，根据规程规定的绝缘裕度要求，确定设备的最低绝缘水平要求；第四，根据 IEC 标准试验电压序列，将设备绝缘水平向上归整到最近一个标准试验电压。表 6.10-8 所示为各种换流站设备绝缘配合应考虑的相关因素。

换流阀制造成本和运行损耗都直接与阀内所串联的元件数成正比，而串联元件数又是直接由阀绝缘水平而决定。因此，根据理论分析和几十年的运行经验，绝缘裕度可以适当选低。另外，换流阀中元件损坏都能够通过实时监控及时发现，并在计划检修中更换，经检修后的阀又重新达到新阀的绝缘水平，从而使阀的绝缘能力不会随运行时间而显著变化。

第 11 章 绝缘设计和绝缘配合

1 概述

电力系统的运行可靠性主要由停电次数及停电时间来衡量。造成电力系统故障、停电的原因不外乎电压升高和电压下降两大类,因此除了尽可能限制电力系统出现的过电压外,还要尽量提高电气设备的绝缘水平。20 世纪前半叶,是按照满足设备绝缘,并耐受运行中可能出现的最大过电压的原则来满足系统安全要求的。但是随着电力系统电压等级的提高,输变电设备的绝缘部分占总投资的比重越来越大,一味地提高设备的绝缘水平不仅技术上越来越困难,而且经济上也越来越不划算。

如何选择采用合适的限压措施及保护措施,在不过多增加设备投资的前提下,既限制可能出现的高幅值过电压,保证设备与系统安全可靠地运行,又降低对各种输变电设备绝缘水平的要求,减少主要设备的投资费用,已日益得到重视,这就是绝缘配合问题。

2 绝缘配合的原则和方法

2.1 绝缘配合的原则

电力系统绝缘配合的根本任务是:正确处理过电压与绝缘这一对矛盾,以达到优质、安全、经济供电的目的。所谓绝缘配合就是根据设备在系统中可能承受的各种电压(工作电压及过电压),并考虑限压装置的特性和设备的绝缘特性来确定必要的耐受强度,以便把作用于设备上的各种电压所引起的绝缘损坏和影响连续运行的概率,降低到在经济和运行上都能接受的水平。这就要求在技术上处理好各种电压、各种限压措施和设备绝缘耐受能力三者之间的配合关系,以及在经济上协调设备投资费、运行维护费和事故损失费(可靠性)三者之间的关系。这样,既不因绝缘水平取得过高使设备尺寸过大,造价太贵,造成不必要的浪费;也不会由于绝缘水平取得过低,虽然一时节省了设备造价,但增加了运行中的事故率,导致停电损失和维护费用大增,最终造成经济上更大的浪费和供电可靠性的下降。

绝缘配合不光要在技术上处理好各种电压、各种限压措施和设备绝缘耐受能力三者之间的配合关系,还要在经济上协调好投资费用、维护费用和事故损失费用三者之间的关系。同时,因为系统中可能出现的各种过电压与电网结构、地区气象和污秽条件等密切相关,并具有随机性;而电气设备的绝缘性能以及限压和保护设备的性能也有随机性,因此绝缘配合是一个相当复杂的问题,不可孤立地、简单地根据某一情况做出决定。

在上述绝缘配合总体原则确定的情况下,对具体的电力系统如何选取合适的绝缘水平,还要按照不同的系统结构、不同的地区以及电力系统不同的发展阶段来进行具体的分析。比如不同的系统,因结构不同,过电压水平不同,且同一系统中不同地点的过电压水平也不同,同类事故发生的地点不同,造成的损失也是不同的。在系统发展初期,往往采用单回路长距离线路送电,系统联系薄弱,

一旦发生故障,经济损失较大。到了发展的中期或后期,系统联系加强,而且设备制造水平提高,保护性能改善,设备损坏几率减小,并且即使单个设备损坏,所造成的经济损失也相对下降。因此从经济方面考虑,对同一电压等级、不同地点、不同类型设备,允许选择不同的绝缘水平。此外,许多系统的绝缘水平往往初期较高,而中后期较低。不同的系统在发展的不同阶段应该允许根据实际情况选择不同的绝缘水平。我国早期建设的 330kV 及 500kV 系统均选取了较高的绝缘水平。

绝缘配合的核心问题是确定各种电气设备的绝缘水平,它是绝缘设计的首要前提,往往以各种耐压试验所用的试验电压值来表示。由于任何一种电气设备在运行中都不是孤立存在的,首先电气设备一定和某些过电压保护装置一起运行并接受它们的保护;其次是各种电气设备绝缘之间,甚至各种保护装置之间在运行中都是互有影响的,所以在选择绝缘水平时,需要考虑的因素很多,需要协调的关系很复杂。实际上绝缘水平是由长期最大工作电压、大气过电压及内部过电压三因素中最严格的一个来决定的。由于不同电压等级系统中过电压情况的不同,上述决定的考虑也是不同的。在 220kV 及以下系统中,要求把大气过电压限制到低于内部过电压的数值是不经济的,因此在这些系统中,电气设备的绝缘水平主要由大气过电压来决定。也就是说,220kV 及以下具有正常绝缘水平的电力设备,应能承受内部过电压的作用。在超高压系统中,操作过电压的幅值随电压等级而提高,逐渐变为主要矛盾。但是,过电压的数值与防护措施有关,各个国家的做法不同,绝缘配合的出发点也就不同。我国对超高压系统中内过电压保护原则主要是通过改进断路器性能(如采用带并联电阻开关)将操作过电压限制在一定水平,通过并联电抗器将工频过电压限制在一定水平,然后以避雷器作为内过电压的后备保护。这样不至于在内过电压下出现频繁的动作(因为内过电压出现频率大大超过大气过电压出现频率),正由于内过电压被限制在一定的水平内,所以系统绝缘水平仍以大气过电压来决定(以大气过电压下避雷器残压为基准)。

在污秽地区的电网,由于受污秽的影响,设备的绝缘性能将大大降低,污闪事故常常发生在恶劣气象条件时的正常工作电压下,污闪事故时间较长,危害性大。近年来的统计表明,污闪事故的损失超过了雷害事故的损失,因此严重污秽地区的电网外绝缘水平又主要由系统最大运行电压所决定。

还应该指出,随着电网额定电压的提高和限压措施的不断完善,若过电压被限制到 $1.7 \sim 1.8$ 倍 U_{xe} (U_{xe} 为电气设备最大运行相电压的幅值)或更低时,工作电压就可能成为决定电网绝缘水平的主要因素。

所谓电气设备的绝缘水平是用设备可以承受(不发生闪络、放电或其他损坏)的试验电压值表示的。对应于设备绝缘可能承受的各种工作电压,分全波基本冲击绝缘水平(Basic Impulse Level, BIL)、基本操作冲击绝缘水平(Basic Switching Level, BSL)以及工频绝缘水平。在进行绝缘试

验时对应于以下几类试验：雷电冲击试验、操作冲击试验、短时（1min）工频试验以及特殊情况下的长时间工频试验。我国国家标准 GB 311.1—1997《高压输变电设备的绝缘配合》就对 3~500kV 电气设备雷电、操作、工频试验电压值做了明确规定。

必须指出，对超高压电气设备而言，普遍认为用工频耐压试验代替操作冲击耐压试验是不恰当的。首先，对超高压等级，用 1min 工频试验电压代替操作过电压对绝缘可能要求过高，且二者等价性不能确切肯定；其次，操作波对绝缘的作用有其特殊性，在绝缘内部的电压分布与在工频电压下时各不相同。因此，对超高压电气设备还规定了操作波试验电压。

2.2 绝缘配合的基本方法

为决定电气设备的绝缘水平，采用的绝缘配合的具体计算方法有以下几种。

2.2.1 惯用法

到目前为止，惯用法仍是采用得最广泛的绝缘配合方法，除了在 330kV 及以上的超高压线路绝缘（均为自恢复绝缘）的设计中采用统计法以外，在其他情况下主要采用的仍均为惯用法。这个方法是按作用于绝缘上的最大过电压和最小绝缘强度的概念来配合的，基本配合原则是各种绝缘都接受避雷器的保护，即确定电气设备绝缘水平的基础是避雷器的保护水平，我国和国际标准都规定以残压 U_r 、标准雷电冲击（1.2/50 μ s）放电电压 U_{bi} 及陡波放电电压 U_{st} 除以 1.15 后所得电压值三者中的最大值作为该避雷器的保护水平 $U_{pi} = \max(U_r, U_{bi}, U_{st}/1.15)$ ，它就是避雷器上可能出现的最大电压，如果再考虑设备安装点与避雷器间的电气距离所引起的电压差值、绝缘老化所引起的电气强度下降、避雷器保护性能在运行中逐渐劣化、冲击电压下击穿电压的分散性、必要的安全裕度等因素而在保护水平上再乘以一个配合系数，即可得出应有的绝缘水平。但由于过电压幅值及绝缘强度都是随机变量，很难按照一个严格的规则去估计他们的上限和下限，因此用这一原则选定绝缘，常要求有较大的安全裕度，即所谓配合系数（或安全裕度系数），而且也不可能定量地估计可能的事故率。

确定电气设备绝缘水平的基础是避雷器的保护水平（雷电冲击保护水平和操作冲击保护水平），因而需将设备的绝缘水平与避雷器的保护水平进行配合。雷电或操作冲击电压对绝缘的作用，在某种程度上可以用工频耐压试验来等价。工频耐受电压与雷电过电压、操作过电压的等价关系如图 6.11-1 所示，图中 β_1 、 β_2 为雷电和操作冲击电压换算成等效工频电压的冲击系数。



图 6.11-1 工频耐受电压与雷电、操作冲击电压的关系

可见，工频耐压值在某种程度上也代表了绝缘对雷电、操作过电压的耐受水平，即凡通过了工频耐压试验的设备，可以认为在运行中能保证一定的可靠性。由于工频耐压试验简便易行，220kV 及以下设备的出厂试验应逐个进行工频耐压试验。而 330~500kV 设备的出厂试验只有在条件不具备时，才允许用工频耐压试验代替。

2.2.2 统计法

随着超高压输电技术的发展，降低绝缘水平的经济效益越来越显著。在惯用法中，以绝缘的电气强度下限（最小耐压值）与过电压的上限（最大过电压值）作配合，还要留出足够大的安全裕度。实际上，过电压和绝缘的电气强度都是随机变量，无法严格地求出它们的上、下限，而且根据经验选定的安全裕度（配合系数或称惯用安全因数）带有一定的随意性。这些作法从经济的视角去看，特别是对超、特高压输电系统来说，是不能允许的、不合理的。要求绝缘在过电压的作用下不发生闪络或击穿是要付出代价的（改进过电压保护措施和提高绝缘水平），因而要和绝缘故障所带来的经济损失综合起来考虑，方能得出合理的结论。以综合经济指标来衡量，允许有一定的绝缘故障率反而较为合理。

由于上述种种原因，从 20 世纪 60 年代起，国际上开始探索新的绝缘配合思路，并逐渐形成“统计法”，IEC 于 70 年代初期对此做出正式推荐，推荐采用统计法对设备的自恢复绝缘进行绝缘配合，从而也可以用统计法对各项可靠性指标进行预估，目前已在一些国家采用于超高压外绝缘的设计中。

统计法是根据过电压幅值和绝缘的耐电强度都是随机变量的实际情况，在已知过电压幅值和绝缘闪络电压的概率分布后，用计算的方法求出绝缘闪络的概率和线路的跳闸率，在进行了技术经济比较的基础上，正确地确定绝缘水平。这种方法不只定量地给出设计的安全程度，并能按照使设备费、每年的运行费以及每年的事故损失费的总和为最小的原则，确定一个输电系统的最佳绝缘设计方案。

采用统计法作绝缘配合的前提是充分掌握作为随机变量的各种过电压和各种绝缘电气强度的统计特性（概率密度、分布函数等）。

设过电压幅值的概率密度函数为 $f(U)$ ，绝缘的击穿（或闪络）概率分布函数为 $P(U)$ ，且 $f(U)$ 与 $P(U)$ 互不相关，如图 6.11-2 所示。 $f(U_0)dU$ 为过电压在 U_0 附近的 dU 范围内出现的概率，而 $P(U_0)$ 为在过电压 U_0 的作用下绝缘的击穿概率。由于它们是相互独立的，所以由概率积分的计算公式可写出出现这样高的过电压并使绝缘发生击穿的概率为

$$P(U_0)f(U_0)dU = dR \quad (6.11-1)$$

上式中的 dR 称为微分故障率，即图 6.11-2 中有斜线阴影的那一小块面积。我们在统计电力系统中的过电压时，一般只按绝对值的大小，而不分极性（可以认为正、负极性约各占一半）。根据定义可知过电压幅值分布范围应为 $U_\varphi \sim \infty$ （ U_φ 为最大工作相电压幅值），因而绝缘故障率为

$$R = \int_{U_\varphi}^{\infty} P(U)f(U)dU \quad (6.11-2)$$

即图 6.11-2 中的阴影部分总面积。它就是该绝缘在过电压作用下被击穿（或闪络）而引起故障的概率。

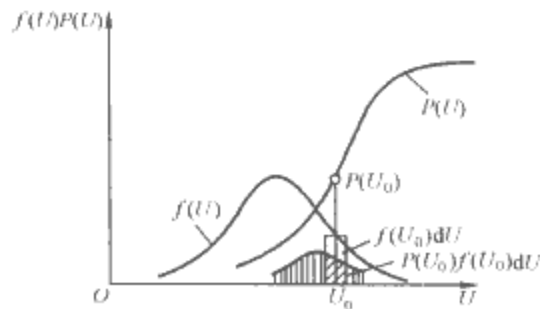


图 6.11-2 绝缘故障率的估算

如果提高绝缘的电气强度,图 6.11-2 中的 $P(U)$ 曲线向右移动,阴影部分的面积缩小,绝缘故障率降低,但设备投资将增大。可见采用统计法,我们就能按需要对某些因素作调整,例如根据优化总经济指标的要求,在绝缘费用与事故损失之间进行协调,在满足预定的绝缘故障率的前提下,选择合理的绝缘水平。

利用统计法进行绝缘配合时,安全裕度不再是一个带有随意性的量值,而是一个与绝缘故障率相联系的变数。统计法的主要困难在于随机因素较多,而且各种统计数据的概率分布有时并非已知,因而实际上采用得更多的是 IEC 推荐的对某些概率进行一些假定后的“简化统计法”。

在简化统计法中,对过电压和绝缘电气强度的统计规律作了某些假设,例如假定它们均遵循正态分布,并已知他们的标准偏差。这样一来,它们的概率分布曲线就可以用与某一参考概率相对应的点来表示,分别称为“统计过电压 U_s ”(参考累积概率取 2%)和“统计绝缘耐压 U_w ”(参考耐受概率取 90%,亦即击穿概率为 10%)。它们之间也由一个称为“统计安全因数 K_s ”的系数联系着

$$K_s = \frac{U_w}{U_s} \quad (6.11-3)$$

在过电压保持不变的情况下,如提高绝缘水平,其统计绝缘耐压和统计安全因数均相应增大、绝缘故障率减小。式 (6.11-3) 的表达形式与惯用法十分相似,可以认为:简化统计法实质上是利用有关参数的概率统计特性,但沿用惯用法计算程序的一种混合型绝缘配合方法。把这种方法应用到概率特性为已知的自恢复绝缘上,就能计算出在不同的统计安全因数 K_s 下的绝缘故障率 R ,这对于评估系统运行可靠性是重要的。

不难看出,要得出非自恢复绝缘击穿电压的概率分布是非常困难的,因为一件被试品只能提供一个数据,代价太大了。所以时至今日,在各种电压等级的非自恢复绝缘的绝缘配合中均仍采用惯用法;对降低绝缘水平的经济效益不很显著的 220kV 及以下的自恢复绝缘亦均采用惯用法;只有对 330kV 及以上的超高压自恢复绝缘(例如线路绝缘),才有采用简化统计法进行绝缘配合的工程实例。

3 交流系统的绝缘配合

电气设备包括电机、变压器、电抗器、断路器、互感器等,这些设备的绝缘可分为内绝缘和外绝缘两部分。内绝缘是指密封在箱体内的部分,它们与大气隔离,其耐受电压值基本上与大气条件无关。但应注意内绝缘中所使用的固体绝缘,在过电压的多次作用下会出现累积效应而使绝缘强度下降,故在决定其绝缘水平时须留有裕度。外绝缘指暴露于空气中的绝缘(如套管表面),其耐受电压与大气条件有很大的关系。

变电站内电气设备的绝缘水平与保护设备的性能、接线方式和保护配合原则有关。避雷器对电气设备的保护可以有两种方式:

(1) 避雷器只用来保护大气过电压而不用来保护内部过电压。我国对 220kV 及以下电压等级的系统采用这种方式。在这些系统中,内过电压对正常绝缘无危险,避雷器在内过电压下不动作。

(2) 避雷器主要用来保护大气过电压,但也用作内过电压的后备保护。我国对超高压系统采用这种方式。在这些系统中,依靠改进断路器的性能(如断口并联电阻)将内过电压限制到一定水平,在内过电压作用下,避雷器一般不动

作,只在极少数情况下,内过电压值超过既定的水平时,避雷器才动作。

由于 220kV(其最大工作电压为 252kV)及以下电压等级(高压)和 220kV 以上电压等级(超高压)电力系统在过电压保护措施、绝缘耐压试验项目、最大工作电压倍数、绝缘裕度取值等方面都存在差异,所以在作绝缘配合时,将它们分成如下两个电压范围(以系统的最大工作电压 U_m 来表示):

范围 I: $3.5\text{kV} \leq U_m \leq 252\text{kV}$ 。

范围 II: $U_m \geq 252\text{kV}$ 。

3.1 雷电过电压下的绝缘配合

电气设备在雷电过电压下的绝缘水平通常用它们的基本冲击绝缘水平(BIL)来表示(有时亦称为额定雷电冲击耐压水平),它可由式(6.11-4)求得

$$BIL = K_1 U_{PD} \quad (6.11-4)$$

式中: U_{PD} 为阀型避雷器在雷电过电压下的保护水平,通常往往简化为以配合电流下的残压 U_r 作为保护水平; K_1 为雷电过电压的配合系数,其值处于 1.2~1.4 的范围内。国际电工委员会 IEC 规定 $K_1 \geq 1.2$,而我国根据自己的传统与经验,规定在电气设备与避雷器相距很近时取 1.25,相距较远时取 1.4,即

$$BIL = (1.25 \sim 1.4) U_r \quad (6.11-5)$$

3.2 操作过电压下的绝缘配合

在按内部过电压作绝缘配合时,通常不考虑谐振过电压,因为在系统设计和选择运行方式时均应设法避免谐振过电压的出现;此外,也不单独考虑工频电压升高,而把它的影响包括在最大长期工作电压内,即操作过电压下的绝缘配合。

这时要分为两种不同的情况来讨论:

(1) 变电站内所装的阀型避雷器只用作雷电过电压的保护;对于内部过电压,避雷器不动作以免损坏,但依靠别的降压或限压措施(如改进断路器的性能等)加以抑制,而绝缘本身应耐受可能出现的内部过电压。

我国标准对范围 I 的各级系统所推荐的操作过电压计算倍数 K_o 如表 6.11-1 所示。

表 6.11-1 操作过电压的计算倍数

| 系统额定电压 (kV) | 中性点接地方式 | 相对地操作过 电压计算倍数 |
|----------------|------------|------------------|
| 66 及以下 | 非有效接地 | 4.0 |
| 35 及以下 | 有效接地(经小电阻) | 3.2 |
| 110~220 | 有效接地 | 3.0 |

对于这一类变电站中的电气设备来说,其操作冲击绝缘水平(SIL)(有时亦称额定操作冲击耐压水平)可按式(6.11-6)求得

$$SIL = K_s K_o U_\phi \quad (6.11-6)$$

式中: K_s 为操作过电压下的配合系数。

(2) 对于范围 II(EHV)的电力系统,过去虽然也分别采用过以下的操作过电压计算倍数:

330kV: 2.75 倍。

500kV: 2.0 倍或 2.2 倍。

但目前由于普遍采用氧化锌或磁吹避雷器来同时限制雷电与操作过电压,故不再采用上述计算倍数,因为这时的最大操作过电压幅值将取决于避雷器在操作过电压下的保护水

平 $U_{PK(s)}$ 。对于 ZnO 避雷器,它等于规定的操作冲击电流下的残压值;而对于磁吹避雷器,它等于下面两个电压中的较大者:①在 250/2500 μ s 标准操作冲击电压下的放电电压;②规定的操作冲击电流下的残压值。

对于这一类变电站的电气设备来说,其操作冲击绝缘水平应按式 (6.11-7) 计算

$$SIL = K_S U_{PK(s)} \quad (6.11-7)$$

式 (6.11-7) 中操作过电压下的配合系数 $K_S=1.15\sim1.25$,操作冲击配合系数 K_S 较雷电冲击配合系数 K_I 为小,主要是因为操作波的波前陡度远较雷电波为小,被保护设备与避雷器之间的电气距离所引起的电压差值很小,可以忽略不计。

3.3 工频绝缘水平的确定

为了检验电气设备绝缘是否达到了以上所确定的 BIL 和 SIL ,应进行雷电冲击和操作冲击耐压试验。对于 330kV 及以上的超高压电气设备来说,这样的试验是完全必需的,但对于 220kV 及以下的高压电气设备来说,应该设法用比较简单的高压试验去等效地检验绝缘耐受雷电冲击电压和操作冲击电压的能力。目前对 220kV 及以下电压等级的电气设备,往往用 1min 工频耐压试验代替雷电冲击与操作冲击耐压试验(前已叙及)。由此可知,凡是合格通过工频耐压试验的设备绝缘在雷电和操作过电压作用下均能可靠运行。尽管如此,为了更加可靠和直观,国际电工委员会仍作如下规定:

(1) 对于 300kV 以下的电气设备。

1) 绝缘在工频工作电压、暂时过电压和操作过电压下的性能用短时(1min)工频耐压来检验。

2) 绝缘在雷电过电压下的性能用雷电冲击耐压试验来检验。

(2) 对于 300kV 及以上的电气设备。

1) 绝缘在操作过电压下的性能用操作冲击耐压试验来检验。

2) 绝缘在雷电过电压下的性能用雷电冲击耐压试验来检验。

3.4 长时间工频高压试验

当内绝缘的老化和外绝缘的染污对绝缘在工频工作电压和过电压下的性能有影响时,尚须作长时间工频高压试验。

显然,由于试验的目的不同,长时间工频高压试验时所加的试验电压值和加压时间均与短时工频耐压不同。

按照上述惯用法的计算,根据我国的电气设备制造水平,结合我国电力系统的运行经验,并参考 IEC 推荐的绝缘配合标准,我国国家标准 GB 311.1—1997 中对各种电压等级电气设备以耐压值表示的绝缘水平作出如表 6.11-2 所示的规定。对表 6.11-2 作如下说明:

表 6.11-2 3~500kV 输变电设备的基准绝缘水平

| 额定电压 | 最高工作电压 U_m | 额定操作冲击耐受电压 U_{SI} | | 额定雷电冲击耐受电压 U_{LI} | | 额定短时工频耐受电压 U_{ACSD} | |
|----------|--------------|---------------------|---------|---------------------|----|-----------------------|----|
| 有效值 (kV) | 峰值 (kV) | 相对地过电压,标么值 | 峰值 (kV) | 有效值 (kV) | | 有效值 (kV) | |
| | | | | I | II | I | II |
| 3 | 3.5 | — | — | 20 | 40 | 10 | 18 |
| 6 | 6.9 | — | — | 40 | 60 | 20 | 23 |

续表

| 额定电压 | 最高工作电压 U_m | 额定操作冲击 耐受电压 U_{SI} | | 额定雷电冲击 耐受电压 U_{LI} | | 额定短时工频 耐受电压 U_{ACSD} | |
|-------------|-----------------|----------------------------|--------------------|----------------------------|----------------------|------------------------------|-------|
| 有效值 (kV) | | 峰值 (kV) | 相对地过 电压， 标么值 | 峰 值 (kV) | | 有效值 (kV) | |
| | | | | I | II | I | II |
| 10 | 11.5 | — | — | 60 | 75 | 28 | 30 |
| 15 | 17.5 | — | — | 75 | 105 | 38 | 40 |
| 20 | 23.0 | — | — | — | 125 | — | 50 |
| 35 | 40.5 | — | — | — | 185/200 ^① | — | 80 |
| 63 | 69.0 | — | — | — | 325 | — | 140 |
| 110 | 126.0 | — | — | — | 450/480 ^① | — | 185 |
| 220 | 252.0 | — | — | — | 850 | — | 360 |
| | | — | — | — | 950 | — | 395 |
| 330 | 363.0 | 850 | 2.85 | — | 1050 | — | (460) |
| | | 950 | 3.19 | — | 1175 | — | (510) |
| 500 | 550.0 | 1050 | 2.34 | — | 1425 | — | (630) |
| | | 1175 | 2.62 | — | 1550 | — | (680) |

- 注 1. 用于 15kV 及 20kV 电压等级的发电机回路的设备,其额定短时工频耐受电压一般提高 1~2 级。
2. 对于额定短时工频耐受电压,干试和湿试选用同一数值,括号内数值为 330~500kV 设备额定短时工频耐受电压,供参考。
① 仅用于变压器类设备的内绝缘。

(1) 对 3~15kV 的设备给出了绝缘水平的两个系列,即系列 I 和系列 II。系列 I 适用于下列场合:①在不接到架空线的系统和工业装置中,系统中性点经消弧线圈接地,且在特定系统中安装适当的过电压保护装置;②在经变压器接到架空线上的系统和工业装置中,变压器低压侧的电缆每相对地电容至少为 0.05 μ F,如不足此数,应尽量靠近变压器接线端增设附加电容器,使每相总电容达到 0.05 μ F,并应用适当的避雷器保护。在所有其他场合,或要求很大的安全裕度时,均采用系列 II。

(2) 对 220~500kV 的设备,给出了两种基准绝缘水平,由用户根据电网特点和过电压保护装置的性能等具体情况加以选用,制造厂按用户要求提供产品。

3.5 架空输电线路绝缘水平的确定

线路绝缘所处的情况与变电站内的电气设备不同。线路上发生的事故主要是绝缘子串的沿面放电和导线对杆塔或线与线间空气间隙的击穿。在确定线路绝缘水平时,就是要确定线路绝缘子串的长度和确定线间及导线与杆塔之间的空气间隙的距离。虽然架空线路上这两种绝缘都属于自恢复绝缘,但除了某些 500kV 线路采用简化统计法作绝缘配合外,其余 500kV 以下电压等级线路至今大多仍采用惯用法进行绝缘配合。

(1) 绝缘子串的选择。线路绝缘子串应满足三个方面的要求:

- 1) 在工作电压下不发生污闪。
- 2) 在操作过电压下不发生湿闪。
- 3) 具有足够的雷电冲击绝缘水平,能保证线路的耐雷水平与雷击跳闸率满足规程要求。

通常按下列顺序进行选择:①根据机械负荷和环境条件

选定所用悬式绝缘子的型号；②按工作电压所要求的泄漏距离选择串中片数；③按操作过电压的要求计算应有的片数；④按上面②③所得片数中的较大者，检验该线路的耐雷水平与雷击跳闸率是否符合规程要求。

① 按工作电压要求为了防止绝缘子串在工作电压下发生污闪事故，绝缘子串应有足够的沿面爬电距离。我国多年来的运行经验证明，线路的闪络率〔次/（100km·年）〕与该线路的爬电比距 λ 密切相关，如果根据线路所在地区的污秽等级按表 6.11-3 中的数据选定 λ 值，就能保证必要的运行可靠性。

表 6.11-3 各污秽等级所要求的爬电比距值 λ cm/kV

| 污秽等级 | 爬 电 比 距 | | | |
|------|--------------------------|--------------------------|----------------|----------------|
| | 线 路 | | 发电厂、变电站 | |
| | 220kV 及以下 | 330kV 及以上 | 220kV 及以下 | 330kV 及以上 |
| 0 | 1.39 (1.60) | 1.45 (1.60) | — | — |
| I | 1.39~1.74 (1.60~2.00) | 1.45~1.82 (1.60~2.00) | 1.60 (1.84) | 1.60 (1.76) |
| II | 1.74~2.17 (2.00~2.50) | 1.82~2.27 (2.00~2.50) | 2.00 (2.30) | 2.00 (2.20) |
| III | 2.17~2.78 (2.50~3.20) | 2.27~2.91 (2.50~3.20) | 2.50 (2.88) | 2.50 (2.75) |
| IV | 2.78~3.30 (3.20~3.80) | 2.91~3.45 (3.20~3.80) | 3.10 (3.57) | 3.10 (3.41) |

注 括号内的数据为以系统额定电压为基准的爬电比距值。

设每片绝缘子的几何爬电距离为 L_0 (cm)，即可按爬电比距的定义写出

$$\lambda = \frac{nK_e L_0}{U_m} \quad (6.11-8)$$

式中： n 为绝缘子片数； U_m 为系统最高工作线（线）电压有效值； K_e 为绝缘子爬电距离有效系数。

K_e 值主要由各种绝缘子几何泄漏距离对提高污闪电压的有效性来确定，并以 XP-70（或 X-4.5）型和 XP-160 型普通绝缘子为基准，即取它们的 K_e 为 1，其他型号绝缘子的 K_e 估算方法可参阅中国国家标准 GB/T 16434—1996《高压架空线路和发电厂、变电站环境污区分级及外绝缘选择标准》的附录 D。可见为了避免污闪事故，所需绝缘子片数应为

$$n_1 \geq \frac{\lambda U_m}{K_e L_0} \quad (6.11-9)$$

应该注意，表 6.11-3 中的 λ 值是根据实际运行经验得出的，所以：①按式（6.11-9）求得的片数 n_1 中已包括零值绝缘子（指串中已丧失绝缘性能的绝缘子），故不再增加零值绝缘子片数；②式（6.11-9）能适用于中性点接地方式不同的电网。

② 按操作过电压要求绝缘子串在操作过电压的作用下，也不应发生湿闪。在没有完整的绝缘子串在操作波下的湿闪电压数据的情况下，只能近似地用绝缘子串的工频湿闪电压来代替，对于最常用的 XP-70（或 X-4.5）型绝缘子来说，其工频湿闪电压幅值 U_w 可利用下面的经验公式求得

$$U_w = 60n + 14 \quad (6.11-10)$$

式中： n 为绝缘子片数。

电网中操作过电压幅值的计算值为 $K_0 U_\phi$ ，其中 K_0 为

操作过电压计算倍数。

设此时应有的绝缘子片数为 n'_2 ，则由 n'_2 片组成的绝缘子串的工频湿闪电压幅值应为

$$U_w = 1.1K_0 U_\phi \quad (6.11-11)$$

式中：系数 1.1 为综合考虑各种影响因素和必要裕度的一个综合修正系数。

只要知道各种类型绝缘子串的工频湿闪电压与其片数的关系，就可利用式（6.11-11）求得应有的 n'_2 值。再考虑须增加的零值绝缘子片数 n_0 后，最后得出的操作过电压所要求的片数为

$$n_2 = n'_2 + n_0 \quad (6.11-12)$$

我国规定应预留的零值绝缘子片数见表 6.11-4。

表 6.11-4 零值绝缘子片数 n_0

| 额定电压 (kV) | 35~220 | | 330~500 | |
|-----------|--------|-----|---------|-----|
| | 悬垂串 | 耐张串 | 悬垂串 | 耐张串 |
| n_0 | 1 | 2 | 2 | 3 |

现将按以上方法求得的不同电压等级线路应有的绝缘子片数 n_1 和 n_2 以及实际采用的片数 n 综合列于表 6.11-5 中。

表 6.11-5 各级电压线路悬垂串应有的绝缘子片数

| 线路额定电压 (kV) | 35 | 66 | 110 | 220 | 330 | 500 |
|-------------|----|----|-----|-----|-----|-----|
| n_1 | 2 | 4 | 7 | 13 | 19 | 28 |
| n_2 | 3 | 5 | 7 | 12 | 17 | 22 |
| 实际采用值 n | 3 | 5 | 7 | 13 | 19 | 28 |

注 1. 表中数值仅适用于海拔 1000m 及以下的非污秽区。

2. 绝缘子均为 XP-70 型。其中 330kV 和 500kV 线路实际上采用的很可能是别的型号的绝缘子（如 XP-160 型），可按泄漏距离和工频湿闪电压进行折算。

如果已掌握该绝缘子串在正极性操作冲击波下的 50% 放电电压 $U_{50\%(S)}$ 与片数的关系，那么也可以用下面的方法求出此时应有的片数 n'_2 和 n_2 。

该绝缘串应具有式（6.11-13）所示的 50% 操作冲击放电电压为

$$U_{50\%(S)} \geq K_S U_S \quad (6.11-13)$$

式中： U_S 为对范围 I（ $U_m \leq 252\text{kV}$ ）， $U_S = K_0 U_0$ ，其中 K_0 为操作过电压计算倍数，对范围 II（ $U_m > 252\text{kV}$ ），它应为合空线、单相重合闸、三相重合闸这三种操作过电压中的最大者； K_S 为绝缘子串操作过电压配合系数，对范围 I 取 1.17，对范围 II 取 1.25。

③ 按雷电过电压要求按上面所得的 n_1 和 n_2 中较大的片数，校验线路的耐雷水平和雷击跳闸率是否符合有关规程的规定。

实际上，雷电过电压方面的要求在绝缘子片数选择中的作用一般是不大的，因为线路的耐雷性能并非完全取决于绝缘子的片数，而是取决于各种防雷措施的综合效果，影响因素很多。即使验算的结果表明不能满足线路耐雷性能方面的要求，一般也不再增加绝缘子片数，而是采用诸如降低杆塔接地电阻等其他措施来解决。

（2）空气间距的选择。输电线路的绝缘水平不仅取决于绝缘子的片数，同时也取决于线路上各种空气间隙的极间距离——空气间距，而且后者对线路建设费用的影响远远超过前者。

输电线路上的空气间隙包括:

1) 导线对地面。在选择其空气间距时主要考虑地面车辆和行人等的安全通过,地面电场强度及静电感应等问题。

2) 导线之间。应考虑相间过电压的作用、相邻导线在大风中因不同步摆动或舞动而相互靠近等问题。当然,导线与塔身之间的距离也决定着导线之间的空气间距。

3) 导、地线之间。按雷击于档距中央避雷线上时不至于引起导、地线间气隙击穿这一条件来选定。

4) 导线与杆塔之间。为了使绝缘子串和空气间隙的绝缘能力都得到充分的发挥,显然应使气隙的击穿电压与绝缘子串的闪络电压大致相等。但在具体实施时,会遇到风力使绝缘子串发生偏斜等不利因素。

就塔头空气间隙上可能出现的电压幅值来看,一般是雷电过电压最高,操作过电压次之,工频工作电压最低;但从电压作用时间来看,情况正好相反。由于工作电压长期作用在导线上,所以在计算它的风偏角 θ_0 (见图6.11-3)时,应取线路所在地区的最大设计风速 v_{\max} (取20年一遇的最大风速,在一般地区约为25~35m/s);操作过电压持续时间较短,通常在计算其风偏角 θ_s 时,取计算风速等于 $0.5v_{\max}$;雷电过电压持续时间最短,而且强风与雷击点同在一处出现的概率极小,因此通常取其计算风速等于10~15m/s,可见它的风偏角 $\theta_i < \theta_s < \theta_0$,如图6.11-3所示。

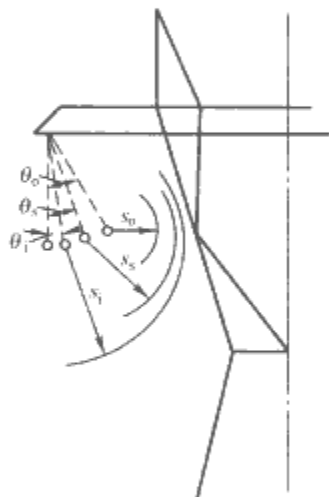


图 6.11-3 塔头上的风偏角与空气间距

三种情况下的净空气间距的确定方法如下:

图 6.11-3 所示为塔头上的风偏角与空气间距。

① 工作电压所要求的净间距 s_0 。50%的工频电压击穿幅值为

$$U_{50\sim} = K_1 U_\varphi \quad (6.11-14)$$

式中: K_1 为综合考虑工频电压升高、气象条件、必要的安全裕度等因素的空气间隙工频配合系数。对66kV及以下的线路取 $K_1=1.2$,对110~220kV线路取 $K_1=1.35$,对范围Ⅱ取 $K_1=1.4$ 。

② 操作过电压所要求的净间距 s_s 。要求 s_s 的正极性操作冲击波下的50%击穿电压为

$$U_{50\%(s)} = K_2 U_s = K_2 K_0 U_\varphi \quad (6.11-15)$$

式中: U_s 为计算用最大操作过电压,与式(6.11-13)同; K_2 为空气间隙操作配合系数,对范围Ⅰ取1.03,对范围Ⅱ取1.1。

在缺乏空气间隙50%操作冲击击穿电压的实验数据时,亦可采取先估算出等效的工频击穿电压 $U_{e(50\sim)}$,然后求取应有的空气间距 s_s 的办法。

由于长气隙在不利的操作冲击波形下的击穿电压显著低

于其工频击穿电压,其折算系数 $\beta_s < 1$,如再计入分散性较大等不利因素,可取 $\beta_s=0.82$,即

$$U_{e(50\sim)} = \frac{U_{50\%(s)}}{\beta_s} \quad (6.11-16)$$

③ 雷电过电压所要求的净间距 s_i 。通常取 s_i 的50%雷电冲击击穿电压 $U_{50\%(i)}$ 等于绝缘子串的50%雷电冲击闪络电压 U_{CFD} 的85%,即

$$U_{50\%(i)} = 0.85 U_{CFD} \quad (6.11-17)$$

其目的是减少绝缘子串的沿面闪络,减小釉面受损的可能性。

求得以上的净间距后,即可求得绝缘子串处于垂直状态时对杆塔应有的水平距离为

$$\left. \begin{aligned} L_0 &= s_0 + l \sin \theta_0 \\ L_s &= s_s + l \sin \theta_s \\ L_i &= s_i + l \sin \theta_i \end{aligned} \right\} \quad (6.11-18)$$

式中: l 为绝缘子串长度。

最后,选三者中最大的一个,就得出了导线与杆塔之间的水平距离 L ,即

$$L = \max(L_0, L_s, L_i) \quad (6.11-19)$$

表6.11-6中列出了各级电压线路所需的净间距值。当海拔高度超过1000m时,应按有关规定进行校正;对于发电厂变电站,各个 s 值应再增加10%的裕度,以保安全。

表 6.11-6 各级电压线路所需的净间距值 cm

| 额定电压 (kV) | 35 | 66 | 110 | 220 | 330 | 500 |
|--------------|----|----|-----|-----|-----|-----|
| X-4.5 型绝缘子片数 | 3 | 5 | 7 | 13 | 19 | 28 |
| s_0 | 10 | 20 | 25 | 55 | 90 | 130 |
| s_s | 25 | 50 | 70 | 145 | 195 | 270 |
| s_i | 45 | 65 | 100 | 190 | 260 | 370 |

3.6 交流特高压电网的绝缘和绝缘配合

电网中电气设备在运行中会受到工频电压、工频过电压、操作过电压和雷电过电压等各种电压的作用。电气设备的绝缘,即指在上述各种电压作用下呈现相应的绝缘强度。而绝缘配合则指在考虑运行环境和过电压保护装置特性的基础上,根据电网电气设备上可能出现的电压,科学合理地选择电网中电气装置的绝缘水平。

随着电网电压等级的提高,特别是在特高压电网中,空气间隙的放电电压在操作过电压下呈现饱和特性,这使得电网中电气装置的绝缘占据电网设备投资的份额越来越大。而特高压电网因其输送容量巨大,绝缘故障后果将非常严重。因此,绝缘配合问题在特高压输电领域更值得关注。

(1) 交流特高压架空输电线路的绝缘子。特高压输电工程对绝缘子在高机械强度、防污闪、提高过电压耐受能力和降低无线电干扰等方面提出了更高要求。

前苏联1150kV特高压线路普遍采用玻璃绝缘子;美国、日本1100kV特高压架空输电线路中采用盘型悬式绝缘子,日本特高压输电线路使用防雾型瓷绝缘子;意大利的1000kV试验线路中采用玻璃绝缘子。部分特高压绝缘子的特性参数如表6.11-7所示。

表 6.11-7 部分特高压线路绝缘子的特性参数

| 国家/ 绝缘子 | 额定机械 破坏负荷 (kN) | 盘 径 (mm) | 爬电距离 L_0 (mm) | 结构高度 H (mm) | L_0/H |
|------------|----------------------|-------------|-----------------------|---------------------|---------|
| 美/瓷 | 540 | 381 | 622 | 240 | 2.6 |
| 美/玻璃 | 540 | 394 | 619 | 239 | 2.6 |
| 日/瓷 | 530 | 380 | 700 | 240 | 2.02 |

基于国内外超高压架空线路复合绝缘子在污秽地区的良好运行特性，在较重污秽地区的特高压架空输电线路也宜采用复合绝缘子。俄罗斯直流研究所的专家极力推荐采用合成绝缘子，认为这是电力系统中一项影响深远的新技术。前苏联 1150kV 特高压架空输电线路大约采用了 700 多支复合绝缘子。图 6.11-4 所示为用于特高压输电线路的合成绝缘子。



图 6.11-4 用于特高压的合成绝缘子

在绝缘子串形和片数选择方面国内外都进行了大量的研究工作，综合考虑国内外特高压架空输电工程经验，架空输电线路的绝缘子串形和片数选择汇总如下：

- 1) 1000kV 级输电线路杆塔中相可采用 V 串，边相采用 I 串；而对同塔双回的情况，则宜采用 I 串。
- 2) 对于 1000kV 输电线路绝缘子的选择，在轻污秽地区和污秽不太重的地区，应采用 300kN 和 400kN 的双层伞型和三层伞型瓷绝缘子。海拔 1000m 及以下地区绝缘子的具体选择如表 6.11-8 所示。

表 6.11-8 特高压电网绝缘子片数与串长

| 污秽 等级 | 等效 盐密 | I 串 | | | | V 串 | | | |
|----------|---------------|---------|-----------|---------|-----------|---------|-----------|---------|-----------|
| | | XWP-300 | | XSP-300 | | XWP-300 | | XSP-300 | |
| | | 片数 | 串长 (m) | 片数 | 串长 (m) | 片数 | 串长 (m) | 片数 | 串长 (m) |
| 轻污秽 | 0.03~ 0.06 | 41 | | 37 | 7.22 | 38 | 7.41 | 34 | 6.63 |
| 中等 污秽 | 0.06 ~1 | 48 | 9.36 | 43 | 8.39 | 44 | 8.58 | 39 | 7.61 |

- 3) 对于更高海拔地区的绝缘子片数的选择，将根据已有试验数据进行比较选择。
- 4) 绝缘子串长度除应考虑上述工作电压的要求外，还应考虑运行中作用于其上的操作过电压要求及绝缘子串和同时受到该电压的杆塔上空气间隙的绝缘配合问题，以最终确定绝缘子串的长度。

(2) 交流特高压架空输电线路的空气间隙。空气是特高压输电工程中重要的绝缘介质之一。空气间隙在交流工作电压、操作/雷电过电压作用下，呈现不同的放电电压。前苏联、意大利、美国、加拿大、英国等都对架空输电线路的外绝缘特性进行了大量的研究工作，但由于试验条件与实际运行条件并不完全相符，因而设计架空线路时，这些数据不可

直接利用。
我国特高压交流架空输电线路空气间隙在工作电压、操作过电压和雷电过电压下的选择要求如表 6.11-9 所示。

表 6.11-9 特高压架空输电线路对杆塔的空气间隙 m

| 工作电压 | 操作过电压 | | 雷电过电压 | |
|------|-----------------------|----------|---------|---------|
| | V 串 | I 串 | V 串 | I 串 |
| 3.0 | 6.5(7.3)/ 6.2(6.9) | 5.0(5.5) | 7.4/6.6 | 6.4/5.8 |

注 操作过电压栏 V 串，分子/分母对应于塔窗内/外；两者括号外/内对应操作过电压 1.6p.u./1.7p.u.；雷电过电压栏分子/分母分别对应 XWP 和 XSP 型绝缘子。

特高压变电站空气间隙的选定由操作过电压决定，如表 6.11-10 所示。

表 6.11-10 特高压变电站的空气间隙 m

| 相对地空气间隙 | | 相对相空气间隙 |
|---------|-----|---------|
| 有风偏 | 无风偏 | |
| 6.0 | 6.6 | 8.5 |

(3) 特高压电气设备的绝缘配合。特高压电气设备交流耐压试验目的在于两个方面：其一是通过在升高电压试验过程中检测局部放电状况，以确认长期工作电压作用下的工频可靠性；其二是特高压电气设备在运行中将受到暂时过电压的作用，因此其绝缘设计应充分考虑到这一电压的作用，并且通过相应的试验加以检验。

日本特高压电气设备交流耐压试验的电压值与作用时间如表 6.11-11 所示。

表 6.11-11 日本特高压电气设备交流耐压试验的电压值与作用时间

| | |
|-----|--|
| 变压器 | 1.5p.u. (1h) + $\sqrt{3}$ p.u. (5min) + 1.5p.u. (1h) |
| GIS | 1.5p.u. (30min) + $\sqrt{3}$ p.u. (1min) + 1.5p.u. (30min) |

前苏联对特高压电气设备承受暂时过电压的要求值如表 6.11-12 所示。

表 6.11-12 前苏联特高压电气设备承受暂时过电压的要求值

| 过电压作用时间 (s) | 1200 | 20 | 5 | 0.03 |
|-------------|------|-----|------|------|
| p.u. | 1.1 | 1.3 | 1.35 | 1.6 |

我国特高压电气设备短时交流耐受电压可按表 6.11-11 (试验电压为 1100kV；时间对变压器和 GIS 分别为 5min 和 1min) 要求。

前苏联和日本由于变电站电气设备绝缘配合原则的不同以及避雷器性能的差异，导致电气设备绝缘水平有较大差别，其变压器绝缘耐受电压如表 6.11-13 所示。

表 6.11-13 变压器内绝缘耐受电压 kV

| 国 别 | 设备最高电压 U_m | 雷电冲击 $U_{1.1}$ | 操作冲击 U_{sl} |
|-----|-----------------|-------------------|------------------|
| 日 本 | 1100 | 1950 | 1425 |
| 前苏联 | 1200 | 2400 | 1950 |

我国参照 IEC 71-2；1996 和 DL/T 620—1997 等有关标准，取绝缘配合系数如下：
变压器、高压并联电抗器、开关设备和电压、电流互感

器等内绝缘的操作冲击绝缘配合系数均取 1.15。
变压器内绝缘的雷电冲击绝缘配合系数取 1.15，且考虑运行老化因素再引入一裕度系数 1.15。

高压并联电抗器、开关设备和电压、电流互感器等考虑保护距离的因素，其内绝缘的雷电冲击绝缘配合系数取 1.4。

根据特高压金属氧化锌避雷器的操作冲击保护水平（1456kV）和雷电冲击保护水平（1624kV），可取我国特高压电气设备内绝缘的操作冲击和雷电冲击耐受电压值，如表 6.11-14 所示。

| 表 6.11-14 我国特高压电气设备内、外绝缘 冲击耐受电压 kV | | | | |
|---------------------------------------|--------------|------|------------|------|
| 设备最高电 压 U_m | 雷电冲击耐压 U_L | | 操作冲击 U_S | |
| | 变压器 | 其他设备 | 变压器 | 其他设备 |
| 1100 | 2250 | 2400 | 1800 | 1800 |

4 直流系统的绝缘配合

直流输电系统中的绝缘配合目前主要考虑在超高压、特高压直流输电系统中所遇到的问题，也是当前在电力系统建设中工程实际遇到的难题。直流输电系统中出现的异常电压及其他影响绝缘配合的因素除雷电过电压外，还产生不同于交流系统的异常电压。直流输电系统中的异常电压归纳如下：

- (1) 雷电过电压。
- (2) 接地事故时的过电压。
- (3) 输电线断线事故时的过电压。
- (4) 换向失败过电压。
- (5) 全电压起动时过电压。
- (6) 逆变器触发失败过电压。

以上异常电压中除雷电过电压外，线路侧约为 1.6p.u.，换流站侧为 1.7p.u.，一般比交流小。根据对系统的解析计算，确认断线等事故能产生更高的异常电压时，应选定相应合适的耐压水平。另外，对于外绝缘，污秽和淋雨等条件比交流时更为突出。

设备对异常电压的耐受能力，对于前节所述的交流场合，通常是根据 IEC 的耐受电压等级选定。因直流时沿面绝缘强度在污秽条件下大幅度下降，故选定的设计耐压需要比交流耐受电压有效值低。另外，即使是轻微污秽地区，换流站的穿墙套管、电流互感器等也会因下小雨引起部分湿润而发生闪络，产生可闻噪声。瓷套管表面也有类似现象。这时需采取使用特殊伞形绝缘子和瓷套管、涂硅脂或常温硬化的硅橡胶等相应措施。

另外，在直流情况下，经数十年长期运行的绝缘材料，是否会因离子迁移而使绝缘耐电强度和机械强度下降，这也是需要研究的问题。

4.1 特殊气候环境对超高压、特高压直流输电绝缘子特性的影响

4.1.1 直流绝缘子的特殊性

由于直流系统操作过电压倍数比交流小，因此直流绝缘子的爬电距离与绝缘高度的比值大于交流绝缘子，直流绝缘子性能受其伞裙结构的影响更大。目前常用的直流盘形绝缘子的主要结构特点是：防雾型（钟罩型）、大盘径、大爬距、长短交错棱、控制棱槽中的爬距与棱端间隙比。与交流绝缘

子相比，高海拔、污秽、覆冰（雪）、酸雨（雾）更是威胁特高压直流绝缘子性能的重要因素。

4.1.2 污秽的影响

污秽条件下绝缘子的电气特性是超高压直流输电线路外绝缘选择的重要依据。在恒定电场力的吸附作用下，直流电压下绝缘子表面污秽附着程度比交流线路上大得多，在相同条件下，直流绝缘子表面的积污量可比交流绝缘子的大 0.5~1 倍。由于直流电流不存在过零问题，直流电弧燃烧稳定，容易发展，在同样的污秽条件下直流污闪电压低于交流。且由于直流电弧稳定，更易发生飘弧，直流绝缘子的爬电距离利用率比交流低。

无论是交流还是直流，绝缘子污闪电压受多种因素的影响，常用等效附盐密度（ ρ_{ESDD} ，mg/cm²）来表征绝缘子的污秽程度。 ρ_{ESDD} 对污闪电压的影响可表示为

$$U_f = A \rho_{ESDD}^{-a} \tag{6.11-20}$$

式中： U_f 为绝缘子污闪电压； A 为与绝缘子形状和结构有关的常数； a 为表征 ρ_{ESDD} 对 U_f 影响的特征指数。其中， a 与电压类型、绝缘子型式、海拔等有关，直流电压下的 a 值在 0.2~0.36 之间。绝缘子表面积累的污秽由两部分组成， ρ_{ESDD} 表征污秽中的可溶部分，不可溶部分由灰密（ ρ_{NSDD} ，mg/cm²）表征。随着 ρ_{NSDD} 的增加，污秽绝缘子的闪络电压也将下降，如图 6.11-5 所示。可以看出， ρ_{NSDD} 对污闪特性的影响不能忽略，IEC 60815：2004 提出污区划分应考虑灰密的影响。 ρ_{NSDD} 对闪络电压也有一定的影响， ρ_{NSDD} 和 U_f 的关系可表示为

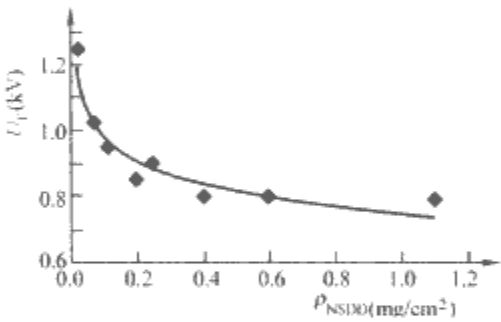


图 6.11-5 灰密对绝缘子直流污秽特性的影响

$$U_f = B \rho_{NSDD}^{-b} \tag{6.11-21}$$

式中： B 为与绝缘子形状和结构有关的常数； b 为表征 ρ_{NSDD} 对 U_f 影响的特征指数，其中瓷和玻璃绝缘子的 b 值可取为 0.12 或 0.15。

目前整串绝缘子的盐密平均值是决定输电线路外绝缘污秽等级、选择外绝缘爬电距离的重要参数，但绝缘子表面的积污程度是不同的。由于受风、雨清洗的影响，无论何种绝缘子，其上表面都能保持相对清洁，但下表面污秽程度较重，上、下表面积污之比（ T/B ）一般在 1：5~1：10，有的高达 1：20， $T/B=1/10$ 时绝缘子污耐受电压值约增加 50%， T/B 达到 1/15 或 1/20 时，污耐受电压的增加超过 50%。

由于绝缘子串上的电场分布不均匀，不仅同一片绝缘子上、下表面以及表面的各个部分积污不均匀，且同一串绝缘子中各片绝缘子的积污也有差异，串两端绝缘子积污较串中间绝缘子严重，其比值一般为 1.2~2.0，而在高压端盐密峰值出现的频率最高。

污秽绝缘子的闪络电压与绝缘子形状密切相关。相同环境下，绝缘子表面的积污状况主要取决于绝缘子的形状，对于不同型式的绝缘子，其上表面积污量差别不大，但下表面积污状况相差很大。如具有外伞型结构的双伞和三伞型绝缘

子,其伞型设计较平滑,具有较好的空气动力学特性,下表面的积污量相对很小;而钟罩型绝缘子由于具有深棱伞,自清洁能力较差,其下表面的积污量相对较大。与传统瓷、玻璃绝缘子相比,合成绝缘子因其强度高、质量轻、抗污闪性能好和运行维护简便等优点,在 $\pm 500\text{kV}$ 系统得到了大量应用。从国外的运行情况来看,合成绝缘子在重污秽地区直流线路上的运行还是具有相当大的优越性的;但合成绝缘子在运行中也出现了闪络事故,且事故绝缘子在实验室的试验结果均在合格范围内,常称为不明原因闪络。实际上,合成绝缘子由于其材料表面的黏附性,在相同的条件下其表面的积污量大于瓷绝缘子,甚至达到瓷绝缘子的 2 倍以上。

在污湿环境下,合成绝缘子的硅橡胶表面憎水性可能会丧失,当憎水性完全丧失时,其耐污能力将与瓷绝缘子相似,因此合成绝缘子的污闪问题仍不可忽视。自然污秽和人工污秽有一定差异。盐类中对绝缘子污耐受特性影响最大的是 NaCl 和 CaSO_2 ,人工污秽试验中使用强电解质 NaCl 代表可溶物;沿海地区的自然污秽中以一价盐 NaCl 为主,内陆地区以二价盐 CaSO_2 为主。污秽物的成分对污闪电压有影响,以 CaSO_2 为主要污秽成分的污秽绝缘子耐受特性高于以 NaCl 为主要污秽成分的绝缘子。由上述分析可知:绝缘子的污闪特性和机理复杂,影响因素众多,不同研究者得到的盐密影响特征指数 a 和灰密影响特征指数 b 有较大差异,给工程应用带来了困惑;目前对盐密及盐密成分单独作用下的研究较多,但对灰密单独作用以及灰密成分的影响或盐密、灰密共同作用下的研究则较少,尚未见综合考虑 ρ_{ESDD} 和 ρ_{NSDD} 影响的直流污闪电压校正公式。此外,绝缘子材料和型式对绝缘子污闪特性也有明显的影响,但目前尚无很好的表征不同绝缘子材料、形式对污闪电压影响的方法。

4.1.3 酸雨(雾)的影响

酸雨(雾)是影响特高压直流输电线路绝缘子性能不可忽视的环境因素。无论绝缘子类型如何,清洁绝缘子的湿闪电压均随雨水的 pH 值下降而下降,尤其是 $\text{pH} < 4.0$ 时,雨的酸度和高浓度酸雨发展将对绝缘子的湿闪电压产生显著的影响。在污秽条件下,酸雨(雾)将增大绝缘子表面的污秽程度,使得污闪特性下降;但目前对该问题的研究相对较少,仍有待于进一步深入研究。

4.1.4 覆冰(雪)的影响

输电线路覆冰(雪)既会导致倒塔、断线等机械故障,又使绝缘子电气性能下降。绝缘子覆冰(雪)或被冰凌桥接后,绝缘强度下降,泄漏距离缩短,对闪络电压的影响很大。覆冰时的闪络电压为覆雪时的 40%,不到绝缘子湿闪电压的 30%。图 6.11-6 所示为 IEEE 标准绝缘子串最大耐受场强与覆冰量的关系。

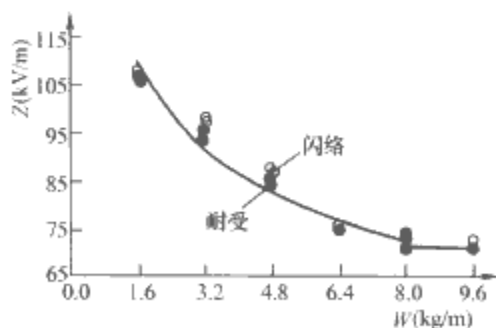


图 6.11-6 IEEE 标准绝缘子串最大耐受场强与冰量的关系

我国是世界上覆冰(雪)危害最严重的国家之一,线路覆冰事故频繁,2004 年底和 2005 年初,华中地区 $\pm 500\text{kV}$

直流输电线路发生的严重覆冰闪络事故已引起广泛关注和重视。规划中的特高压直流线路都将经过覆冰(雪)地区,如云广 $\pm 800\text{kV}$ 线路 20mm 以上重冰区按百年一遇有 135km,按 10 年一遇有 70km。因此覆冰(雪)对输电线路外绝缘的影响不可忽视。

运行绝缘子串覆冰(雪)增长过程中的冰凌尖端受到风、电晕、静电场力、局部电弧熔冰等因素的影响,绝缘子串的伞裙间隙不会被冰凌完全桥接,在高、低压端尤为明显,覆冰绝缘子串的电场分布发生畸变,高、低压端承受了大部分作用电压,这使绝缘子串的电气性能严重下降。由于大气中的污秽物沉积在绝缘子表面,在覆冰时被冰层覆盖,且在覆冰过程中也会有污秽不断落在绝缘子上,往往是覆冰与污秽共存,在融冰过程中冰体表面的水膜会溶解污秽物中的电解质,提高融冰水或冰面水膜的电导率,进一步降低了覆冰绝缘子串的电气特性。

绝缘子覆冰闪络的机理较污闪更为复杂,影响因素更多,更难以重复,IEEE 推荐了覆冰绝缘子实验室覆冰方法、电气试验方法和电源的标准。自然覆冰更符合实际情况,但受地域和时间的限制,不仅实施困难,且试验结果分散性较大,因此常用于观测覆冰特性及规律。研究覆冰绝缘子电气特性时常用人工覆冰,人工覆冰又分带电覆冰和不带电覆冰两种,电场对绝缘子覆冰的增长速度、质量和密度、空气间隙冰凌的生长等均有较大影响,带电覆冰更符合实际,但操作困难、危险;不带电覆冰更为常用,但与实际情况有一定差异。对于绝缘子覆冰的表征参数国内外至今尚未达成共识,一般采用覆冰厚度、覆冰质量、覆(融)冰水电导率、泄漏电流、桥接冰凌根数及覆冰量和覆冰水电导率的联合表征。覆冰绝缘子的电气试验方法有最大耐受电压法、50%耐受电压法、平均闪络电压法和最低闪络电压法(即“U”形曲线法);作为一种特殊的污秽形式,其试验电源可参照污秽试验标准。从实际应用来看,覆冰绝缘子的闪络更易发生在融冰期,研究融冰期的电气特性更有价值。覆冰绝缘子闪络特性受覆冰类型、覆冰量、污秽程度等诸多因素的影响。

雨淞和混合淞密度大、硬度高、黏附性强、易桥接绝缘子伞裙,对绝缘子冰闪特性的影响较雾淞和雪大,而雾淞覆冰结构蓬松,附着力小、易脱落,其耐受能力比雨淞明显提高;而从覆冰增长过程来看,湿增长覆冰比干增长覆冰对绝缘子的危害更大。随着绝缘子串覆冰量的增加,绝缘子的耐受电压下降,而绝缘子串被冰凌全部桥接后,耐受电压的下降就不明显了(见图 6.11-6)。覆冰量对冰闪特性的影响可用式(6.11-22)来描述

$$U_{f(W)} = U_{f(0)} e^{-mW} \quad (6.11-22)$$

式中: $U_{f(W)}$ 为覆冰量为 W 时的闪络电压; $U_{f(0)}$ 为无覆冰时清洁或污秽绝缘子的闪络电压; W 为覆冰质量; m 为表征覆冰量影响的特征指数。污秽程度对冰闪电压的影响与对污闪电压的影响类似,也可用式(6.11-20)表示。

4.1.5 高海拔的影响

我国地势西高东低,全国 2/3 以上的地区是海拔 1000m 以上的山地和高原。特高压直流输电线路不可避免地要经过高海拔地区,云广 $\pm 800\text{kV}$ 线路海拔 2000m 以上的有 268km,最高海拔 2750m。高海拔条件下,大气压力低,空气密度小,由于空气对流散热较小,较低的电流就可维持电弧的发展,因此在高海拔条件下,绝缘子(串)的污闪和冰闪电压均比平原地区低,闪络电压与气压之间的关系常用式(6.11-23)表示

$$U_f = U_{f0} (p/p_0)^n \quad (6.11-23)$$

式中： U_i 为气压 p 下的闪络电压； U_{i0} 为常压 p_0 下的闪络电压； n 为气压影响特征指数。由于直流电弧不存在重燃和恢复现象，常压下也比交流电弧易飘浮而在绝缘子上出现桥接现象，低气压下飘弧现象对直流闪络电压的影响弱于交流，因此气压降低对直流闪络电压的影响比交流小，即 n 值比交流小。表 6.11-15 所示为不同研究者推荐的悬式绝缘子污闪电压的 n 值。

表 6.11-15 不同研究者推荐的悬式绝缘子污闪电压影响指数 n

| 极性 | 日本 | 加拿大 | 清华大学 | 重庆大学 |
|--------|------|------|------|-----------|
| DC (+) | 0.40 | 0.40 | 0.16 | 0.36~0.41 |
| DC (-) | 0.35 | 0.35 | 0.16 | 0.2 |

合成绝缘子高海拔低气压下的污闪特性与瓷、玻璃绝缘子的结果既相似，又有差异，合成绝缘子的气压影响指数明显大于瓷、玻璃绝缘子，即合成绝缘子污闪电压受气压的影响更严重。冰闪电压的气压影响指数受绝缘子型式、覆冰量、污秽程度等因素的影响，瓷、玻璃悬式绝缘子的 n 可取 0.5 较为合适，合成绝缘子直流冰闪电压受气压影响较为严重， n 值较大；支柱绝缘子冰闪气压影响指数小于悬式绝缘子。

4.1.6 高海拔、污秽、覆冰（雪）共存的影响

由于各国能源分布和地理环境不同，国外没有系统地开展高海拔、污秽、覆冰（雪）综合作用下的直流输电线路外绝缘特性的研究。国内已对短串和少量长串直流绝缘子在高海拔、污秽、覆冰共存条件下的放电特性进行过研究，并根据短串试验结果提出了高海拔、污秽、覆冰作用下的闪络电压校正公式

$$U_i = M \rho_{ESDD}^{-a} \left(1 - \frac{H}{45.1}\right)^{2.68} \times \left(1 - \frac{W}{45.1}\right)^{5.34}$$

(6.11-24)

式中： M 为与绝缘子材料、型式等有关的常数； H 为海拔； W 为每片绝缘子的覆冰质量。

我国的地理环境特殊，输电线路不可避免地要经过高海拔、污秽、覆冰共存的地区，但目前对于高海拔、覆冰（雪）、污秽地区特高压直流输电线路的外绝缘特性，既无系统的试验研究结果供参考，也无设计和运行经验可借鉴，尚需开展大量的试验和理论研究，这对外绝缘的选择具有相当大的挑战性。

4.2 高海拔地区长空气间隙放电特性

4.2.1 长空气间隙放电特性

长空气间隙的放电特性是特高压输电线路外绝缘选择的基础。国内外对长空气间隙放电特性及空气密度、湿度等大气参数对其影响进行了大量的试验研究，研究的主要间隙有棒-板、棒-棒间隙。一般研究这两种间隙的特性和由一种间隙逐渐过渡到另一种间隙时放电电压所发生的变化，可对杆塔空气间隙特性参数如何随杆塔几何尺寸的变化而变化获得一个清楚而定量的了解。在正极性直流电压下棒-板间隙与棒-棒间隙的击穿电压 U_{dc} 与间隙距离 d 成直线关系，如图 6.11-7、图 6.11-8 所示。可以看出，在干燥的标准大气条件下，棒-板间隙的直流击穿场强约为 4.8kV/cm；棒-棒间隙约为 5.5kV/cm。对于长空气间隙而言，直流击穿场强比操作冲击和交流电压下的击穿场强大得多，基本接近正极性下标准雷电冲击波下的击穿场强。由于带合分闸电阻的断路

器和隔离开关以及高性能氧化锌避雷器的应用，特高压输电线路的操作过电压可限制到相对地电压的 1.6~1.7 倍，因此对于特高压直流输电线路的空气间隙绝缘可以不考虑其饱和性。

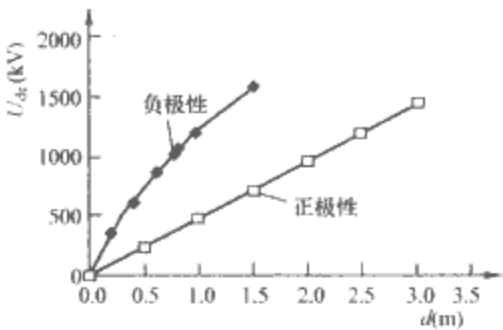


图 6.11-7 棒-板空气间隙的直流击穿特性

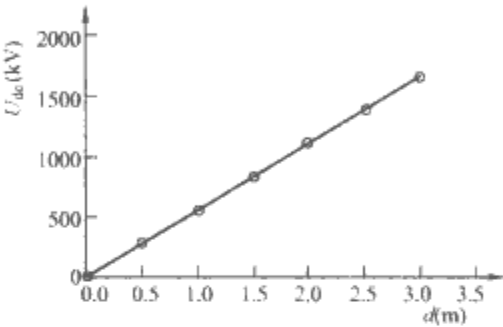


图 6.11-8 棒-棒空气间隙的直流击穿特性

线路上出现的过电压通常都是叠加在直流工作电压之上，由于反极性叠加的合成电压幅值仅为直流工作电压的 0.7~0.8 倍，只考虑正极性直流叠加正极性操作冲击的情况。在这种情况下，棒-板间隙的击穿电压比单纯正极性操作冲击作用下的击穿电压高，且在直流分量超过 400kV 时有显著变化，但比单纯直流电压作用下的击穿电压低，如图 6.11-9 所示，图 6.11-9 中， U_{ch} 为操作冲击分量， U_{dc} 为直流分量。在直流叠加操作冲击的情况下，棒-棒间隙在 1600kV 试验电压范围内的击穿电压与单纯操作冲击的试验数据十分接近，如图 6.11-10 所示。

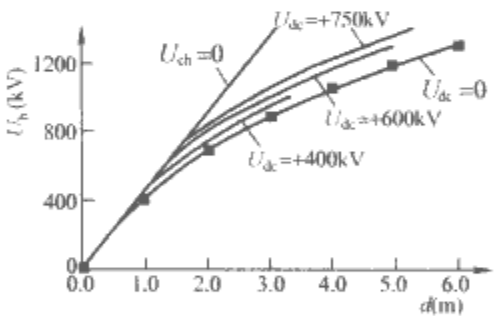


图 6.11-9 棒-板空气间隙 50% 击穿电压
(操作冲击分量的波形为：+120/4000μs)

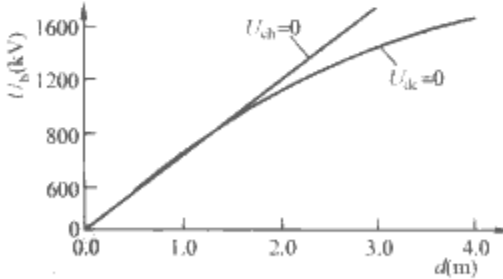


图 6.11-10 棒-棒空气间隙 50% 击穿电压
(操作冲击分量的波形为：+120/4000μs)

4.2.2 高海拔下空气间隙放电特性

我国特高压直流输电线路建设的特殊性在于高海拔。国内外研究均表明：高海拔地区空气密度、温度、湿度均

较低,空气间隙的绝缘强度也降低。海拔对空气间隙放电电压的影响实际上是大气参数(气压、温度、湿度)对放电电压的影响,目前 GB/T 16927.1—1997 推荐的 g 参数法仅适用于海拔 2000m 及以下的海拔修正,但目前规划的特高压直流输电线路部分路段已超过 2000m,而以后随着西部地区电力开发外送的需要,很多线路必将超过海拔 2000m,因此更高海拔条件下的长空气间隙放电电压修正必须得到重视。高海拔对空气间隙放电电压的影响可用式(6.11-25)表示

$$U_b = U_{b0} (p/p_0)^n \tag{6.11-25}$$

式中: U_b 、 U_{b0} 分别为气压 p 和常压 p_0 下的放电电压; n 为气压影响特征指数。

由于试验条件的限制,目前气压对空气间隙放电电压影响的研究大多数是针对短空气间隙的,对长空气间隙放电电压的研究较少。对低气压下的 1~2m 棒-板间隙雷电冲击和操作冲击放电电压的研究显示,正极性雷电冲击气压影响特征指数 n 与间隙距离关系不大, n 值为 0.87; 正极性操作冲击气压影响特征指数随着间隙距离的增加而减小。图 6.11-11 所示为气压对 1m 长空气间隙的正、负极性雷电和操作冲击放电电压的影响。

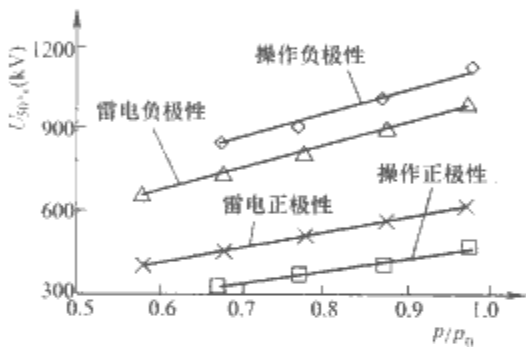


图 6.11-11 气压对 1m 棒-板长空气间隙放电电压的影响

长空气间隙的放电机理与短空气间隙不同,由于试验条件的限制,目前对长空气间隙放电特性的研究很少,对低气压下长空气间隙的放电特性研究更少。因此特高压直流输电线路杆塔空气间隙的直流、冲击放电电压的验证试验,变电站(换流站)各种空气间隙的放电电压试验,尤其是高海拔下各种空气间隙结构的直流、冲击放电特性的试验仍需要深入研究。

4.3 换流站外绝缘问题

换流站的外绝缘主要包括支柱绝缘子、穿墙套管和空气间隙。支柱绝缘子与悬式绝缘子一样受污秽、覆冰、酸雨、高海拔等因素的影响,影响规律也相似。

高压直流换流站绝缘配合的特点如下:

(1) 直流换流站绝缘配合的一般方法与交流系统绝缘配合的方法相同,采用惯用法进行绝缘配合。其中,应考虑系统和换流站的特性、各种设备绝缘的特性、可能出现的过电压及采用的过电压保护装置(避雷器)的特点。

(2) 直流换流站的绝缘配合与交流系统中的绝缘配合的区别:首先在于考虑串联阀组的要求,包括在非地电位的端子之间装设避雷器;其次是换流站的不同部位使用不同的绝缘水平,且可以采用非标准值;换流回路不直接遭受大气过电压的作用。

(3) 阀的特性,包括阀点火时刻的控制,以及交流侧和直流侧装设的滤波器及阻尼回路,这些对于确定电压水平都是重要的因素。

过电压包括交、直流侧的过电压。交流侧过电压起源于雷电、系统操作、故障和甩负荷等。在估算过电压时,应考虑交流电网的动态特性、电网的阻抗、暂态主频率时的电网阻尼、换流变压器特性、静止补偿器、调相机以及滤波器特性等。当交流开关站母线很长时,还需考虑母线长度的影响。直流侧的过电压可以来自交流系统、直流线路和站内的闪络以及直流系统的其他操作和故障。在预测过电压时,必须考虑直流系统的特性、阀和控制回路的特性以及最不利的组合。避雷器的伏安特性及性能必须反复确定,因为避雷器的能量吸收要求决定了避雷器的尺寸和特性,而其特性进而又影响过电压水平和避雷器的电流水平。特别是对于氧化锌避雷器、电压波形、包括直流和交流过冲分量是很重要的。

4.3.1 直流输电设备的绝缘配合裕度的要求

直流输电设备的绝缘配合裕度见表 6.11-16。此外油浸式设备还应满足 ANSI 标准规定的 BSL/BIL-0.83 的关系。

表 6.11-16 换流站主设备绝缘配合裕度要求 %

| 最小配合裕度 | 换流阀 | 油浸设备 | 空气(干式)绝缘设备 |
|--------|-----|------|------------|
| 操作冲击 | 15 | 15 | 20 |
| 雷电冲击 | 15 | 20 | 25 |
| 陡波前冲击 | 20 | 25 | 25 |

交流侧母线设备的绝缘水平除满足最小绝缘配合裕度的要求外,还应与交流系统设备的绝缘水平相协调。

4.3.2 气候因素对直流输电换流站设备的影响

在已投运的葛洲坝-南桥±500kV 直流线路中,葛洲坝、南桥两换流站的直流场多次发生外绝缘闪络事故,主要是穿墙套管的不均匀雨闪、垂直套管的雨闪和外绝缘表面冰雪融化导致的冰闪。穿墙套管的不均匀雨闪是在雨天其表面绝缘不均匀受潮引起的,垂直套管的雨闪是“污水帘+空气间隙”串联击穿,两者均随着污秽度的增加而下降,而雨水电导率也严重影响雨闪电压,我国酸雨区的扩大,降雨酸度的增加,不可避免地将影响换流站的雨闪特性。换流站站址出现在高海拔地区同样也不可避免,然而目前国外还没有高海拔地区雨闪电压变化规律的试验数据,国内的研究也甚少,尚无定论。

换流站的空气间隙主要有极母线间、极母线对地和极母线对各种架构的间隙,主要问题也是高海拔下长空气间隙的直流和冲击电压作用下的放电特性。

4.4 外绝缘选择方法

4.4.1 线路绝缘子选择

目前世界上投运的超高压输电线路中,瓷、玻璃和合成绝缘子均有采用,以瓷和玻璃绝缘子为主。直流线路绝缘子由于钢脚腐蚀和材质中碱金属离子迁移等危害,损坏多,且耐污能力有限。合成绝缘子具有机电强度高、质量轻、耐污性能好等优点,南方电网技术研究中心建议云广±800kV 线路大量采用合成绝缘子,但必须对延缓其材料老化和预测寿命周期等进行研究。选择绝缘子片数的方法有:按运行电压污秽条件、爬电比距法、按±500kV 线路绝缘水平外推、按污耐压法等,表 6.11-17 列出了这几种方法计算的云广±800kV 线路所需要的绝缘子片数(海拔 1000m 以下)。显然在 $\rho_{ESDD} > 0.05\text{mg/cm}^2$ 的污区宜采用合成绝缘子。由于双串绝缘子的污闪电压比单串绝缘子的低 5%~15%,且串间距越小,污闪电压越低;V 形串的污闪电压比单串的高 10%以上,因此必须考虑绝缘子串的布置方式。

综合考虑污秽、覆冰、低气压等因素对绝缘子电气特性的影响,可采用人工神经网络比较不同绝缘子的性能优劣以及确定某一环境下的绝缘子片数。操作过电压和雷电过电压对特高压直流线路绝缘子片数的选择不起控制作用,因此不必进行过电压校核。在覆冰地区,长串直流绝缘子的冰闪特性受海拔、污秽度、冰厚、绝缘子串布置方式的影响,海拔高度、覆冰厚度、覆冰水电导率等因素与绝缘子串直流最低闪络电压呈幂指数关系;极性效应表现为负极性闪络电压一般比正极性闪络电压低 20%左右;绝缘子布置方式表现为垂直布置绝缘子串的冰闪电压较 V 形串的低 5%左右,较水平布置的低 10%左右。高海拔条件下,按式 (6.11-23) 进行校正,取 $n=0.5$ (IEC 建议值),大体上海拔每升高 500m,绝缘子串应补偿 3.1%。

表 6.11-17 特高压直流输电线路所需的绝缘子片数 (CA-735EZ 瓷绝缘子)

| 等效盐密 | 绝缘子片数 | | |
|------|----------------------|-------|--------|
| | 按±500kV 线路 绝缘水平外推 | 按污耐压法 | 按爬电比距法 |
| 0.03 | 55 | 54 | 55 |
| 0.05 | 64 | 63 | 63 |
| 0.08 | 75 | 74 | 69 |
| 0.15 | 91 | 92 | 77 |

4.4.2 塔头间隙的绝缘配合

塔头间隙按运行电压、操作过电压和雷电过电压选择。正极性导线-铁塔间隙的试验结果表明,临界闪络电压与间隙距离呈线性关系,受尘土、离子流、雾雨等影响,闪络梯度会下降。依照 DL 436—1991《高压直流架空送电线路技术导则》,操作冲击 50%放电电压 $U_{50\%}$ 的计算公式为

$$U_{50\%} = \frac{K_2 K_3}{K_1 (1 - 3\sigma)} U_N \tag{6.11-26}$$

式中: K_3 为安全系数, 1.1~1.15; U_N 为额定运行电压, kV; σ 为空气间隙直流闪络电压的变异系数, 0.9%; K_2 为空气湿度修正系数, 海拔 1000m 时 $K_2=1.035$; K_1 为空气密度修正系数, 海拔 1000m 时 $K_1=0.9085$ 。

DL 436—1991 还给出了导线对杆塔空气间隙的正极性操作冲击 50%放电电压计算公式

$$U_{50\%} = \frac{K'_2 K'_3}{K'_1 (1 - 2\sigma_s)} U_M \tag{6.11-27}$$

式中: K'_3 为操作过电压倍数; U_M 为最高运行电压, kV; σ_s 为空气间隙在操作冲击电压下放电电压的变异系数, 5%; K'_2 为空气湿度修正系数, 海拔 1000m 时 $K'_2=1.02$; K'_1 为空气密度修正系数, 海拔 1000m 时 $K'_1=0.95$ 。GB/T 311.2—2002《绝缘配合 第 2 部分: 高压输变电设备的绝缘配合使用导则》按照试验总结出的±800kV 直流线路操作

过电压下间隙与 $U_{50\%}$ 放电电压的关系如下

$$U_{50\%} = K \times 1080 \ln(0.46S_2 + 1) \tag{6.11-28}$$

式中: K 为间隙形状参数, 参照国内外试验拟合曲线, 取 $K=1.28$ 。则海拔 1000m 时按操作冲击击穿电压修正的塔头间隙 $S_2=5.5m$ 。

实际应用中, 对于±800kV 直流线路, 由于直流线路绝缘子的串长远大于交流线路, 如按交流绝缘配合选择大气过电压下的 8.5m 间隙则偏大, 而按操作过电压间隙值 (5.5m) 进行防雷计算可能更合理 (冲击放电电压大于 3000kV), 满足雷击塔顶后闪络时雷电流大于 200kA 的要求。GB/T 16927.1—1997 给出的空气间隙海拔高度的校正系数公式为

$$k = [\exp(H/8150)]^{-m} \tag{6.11-29}$$

式中: 对于直流和雷电, $m=1$; 对于操作按耐压值 $1.77 \times 800 \times (1 - 2 \times 0.05) = 1573kV$, 查 IEC 60071-2: 1996《配合绝缘 第 2 部分: 应用指南》中曲线得 $m=0.51$ 。 k 的计算结果如表 6.11-18 所示。

表 6.11-18 高海拔空气间隙大气校正系数 k

| 适用条件 | 校正系数 k | | | |
|-------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| | $H=1000m$ | $H=1500m$ | $H=2000m$ | $H=2200m$ |
| 直流、雷电 | 0.885 | 0.832 | 0.782 | 0.763 |
| 操作 | 0.939 | 0.910 | 0.882 | 0.871 |

4.4.3 换流站直流场设备的空气间隙

在特高压输电线路设计中, 操作过电压起决定作用, 由最高工作电压和雷电过电压选取的间隙距离远小于按操作过电压选取的距离。换流站直流场极母线采用固定安装方式, 极间距离足够大, 主要考虑极母线对地距离。间隙操作冲击 50%放电电压为

$$U_{50\%} = \frac{K_1}{(1 - 2\sigma_s) K_2} u_p \tag{6.11-30}$$

式中: K_1 为裕度系数, 操作冲击取 1.2; u_p 为避雷器操作冲击保护水平; K_2 为间隙操作冲击放电电压的气象校正系数, 海拔 1000m 以下取 $K_2=1$ 。根据中国电力科学研究院的试验, 换流站空气间隙可根据软母线对垂直布置的构架及遮挡的正极性操作冲击放电电压来确定, 其 50%放电电压为

$$U_{50\%} = 593.5d^{0.6467} \tag{6.11-31}$$

式中: d 为空气间隙距离, m。

由式 (6.11-30)、式 (6.11-31) 可计算一般地区的换流站极母线对地距离。高海拔地区的换流站空气间隙也要考虑高海拔地区气象条件的影响, 目前国内外对高海拔地区不同结构空气间隙的试验数据较少, 其校正可参考式 (6.11-29) 和表 6.11-18。

第 12 章 绝缘评估及其特性试验方法

1 概述

绝缘设备必须在长年使用中保持高度的可靠性,为此必须对设备按设计的特性要求进行各种试验。电气设备的绝缘缺陷有一些是制造时潜伏下的,另一些则是运行中在外界作用的影响下发展起来的。外界作用有工作电压、过电压、大气及环境影响(如潮湿等)、机械力、热、化学等,当然这些外界作用的影响程度还和制造质量有关。目前,还不能做到使电气设备的绝缘在运行中不发生明显的劣化,所以对电力设备要进行预防性试验,及时发现缺陷,进行维修,减少事故的发生。

所谓绝缘的预防性试验是指对电气设备的绝缘每经过一定时间的运行,不论运行情况如何,都要进行的试验,是保证设备安全运行的重要措施。通过试验,掌握电气设备绝缘的情况,及早发现其缺陷,进行相应的维护与检修,以免运行中的设备的绝缘在工作电压或过电压作用下击穿,造成事故。因此,绝缘预防性试验起着预防绝缘事故的作用。

绝缘的缺陷通常可以分成两大类:第一类是集中性缺陷,例如悬式绝缘子的瓷质开裂,发电机绝缘局部磨损,电缆由于局部有气隙在工作电压作用下发生局部放电而损坏,以及其他的机械损伤、开裂等。第二类是分布性的缺陷,指电气设备整体绝缘性能下降,例如电机、变压器、套管等绝缘中的有机材料的受潮、劣化、变质等。绝缘内部有了上述这两种缺陷后,它的性能往往就要发生一定的变化。这样,就可以通过一些试验把隐蔽的缺陷检测出来。

绝缘预防性试验的方法可以分为非破坏性试验和破坏性试验两大类。非破坏性试验又称绝缘特性试验,是在较低电压下或用其他不会损伤绝缘的方法测量绝缘的各种参数,从而判断绝缘内部的缺陷。实践证明,这类方法是有效的,其缺点是对绝缘耐压水平的判断比较间接,尤其对于周期性的离线试验更不易判断准确。非破坏性试验包括:绝缘电阻试验、介质损耗角正切试验、局部放电试验、绝缘油的气相色谱分析等。破坏性试验又称耐压试验,是在较高电压下对绝缘所进行的试验,这类试验对绝缘的考验是严格的,特别是能揭露那些危险性较大的集中性缺陷,它能保证绝缘有一定的水平或裕度,缺点是只能离线进行,并可能会在试验时给绝缘造成一定的损伤。耐压试验的项目主要有:交流耐压试验、直流耐压试验、雷电冲击耐压试验及操作冲击耐压试验。两类试验是相辅相成的。耐压试验往往是在非破坏性试验之后进行,而如果非破坏性试验已表明绝缘有不正常情况,就必须在查明原因、尽量消除不正常情况后再进行耐压试验,以避免造成不应有的事故。本章主要讨论绝缘的非破坏性试验。

2 绝缘电阻的测量

测量电气设备的绝缘电阻,是检查其绝缘状态最简便的辅助方法,在现场普遍采用绝缘电阻表测量绝缘电阻。

2.1 多层介质的吸收现象

许多电气设备的绝缘都是多层的。多层介质的特性可以简单地用双层介质来分析,如图 6.12-1 所示。合上开关 S 将直流电压 U 加到绝缘上后,电流表 PA 的读数变化如图 6.12-2 中曲线所示,开始电流很大,以后逐渐减小,最后等于一个常数 I_g ;当试品电容量较大时,这种逐渐减小的过程进行得很慢,甚至达数分钟或更长。图中用斜线表示出的阴影部分的面积为绝缘在充电过程中逐渐“吸收”的电荷 Q_a 。这种逐渐“吸收”电荷的现象叫做“吸收现象”,对应的电流 i_a 称为吸收电流。图 6.12-1 中 C_1 , R_1 与 C_2 , R_2 分别表示介质 1 和介质 2 的等效电容和绝缘电阻。当开关 S 刚合上瞬间,绝缘两端突然有一个很大的电压变化,在极短的时间内 ($t \approx 0$) 介质 1 和 2 上的电压按电容分压,此时

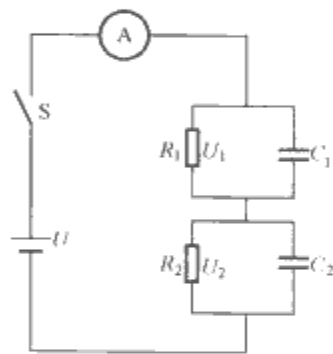


图 6.12-1 双层介质的等效电路

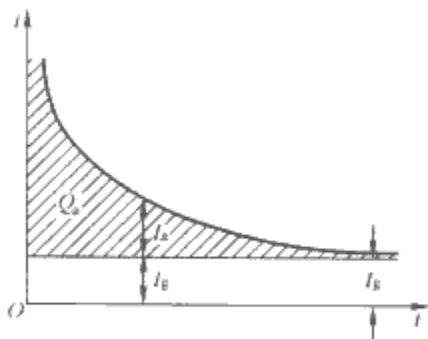


图 6.12-2 吸收曲线

$$U_{10} = U \frac{C_2}{C_1 + C_2} \quad (6.12-1)$$

$$U_{20} = U \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (6.12-2)$$

此后介质 1 和介质 2 上的电压将逐渐过渡为按电阻分配,当达到稳定以后,回路中将只有通过电阻的稳态电流,此电流为

$$I_g = \frac{U}{R_1 + R_2} \quad (6.12-3)$$

此时介质 1, 2 上的电压分别为

$$U_{1\infty} = U \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (6.12-4)$$

$$U_{2\infty} = U \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (6.12-5)$$

如果 $U_{1\infty}$ 比 U_{10} 小, 则过渡过程中 C_1 放电, C_2 进一步充电; 反之, 则 C_2 放电, C_1 充电。

过渡过程中, 电压 u 按下式由起始电压 U_0 逐渐过渡到稳态电压 U_{∞} , 即

$$u = U_{\infty} + (U_0 - U_{\infty})e^{-t/\tau} \quad (6.12-6)$$

由此可得

$$u_1 = U \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U \left(\frac{C_2}{C_1 + C_2} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) e^{-t/\tau} \quad (6.12-7)$$

$$u_2 = U \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U \left(\frac{C_1}{C_1 + C_2} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) e^{-t/\tau} \quad (6.12-8)$$

由于电源内阻可以不计, 故可把绝缘两端看作短路来计算过渡过程的时间常数 τ , 则

$$\tau = (C_1 + C_2) \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (6.12-9)$$

τ 越大, 表示上述过渡过程进行得越慢。

过渡过程中流过 C_2 的充电电流 i_{C2} 为

$$i_{C2} = C_2 \frac{du_2}{dt} = U \frac{C_2 (R_2 C_2 - R_1 C_1)}{(C_1 + C_2)^2 R_1 R_2} e^{-t/\tau} \quad (6.12-10)$$

同时, 流过 R_2 的电流 i_{R2} 为

$$i_{R2} = \frac{u_2}{R_2} = \frac{U}{R_1 + R_2} - \frac{U (R_2 C_2 - R_1 C_1)}{(C_1 + C_2) (R_1 + R_2) R_2} e^{-t/\tau} \quad (6.12-11)$$

流过外回路的电流 i 为

$$i = i_{C2} + i_{R2} = \frac{U}{R_1 + R_2} + \frac{U (R_2 C_2 - R_1 C_1)^2}{(C_1 + C_2)^2 (R_1 + R_2) R_1 R_2} e^{-t/\tau} \quad (6.12-12)$$

令

$$i = I_g + i_a \quad (6.12-13)$$

$$故 \quad i_a = \frac{U (R_2 C_2 - R_1 C_1)^2}{(C_1 + C_2)^2 (R_1 + R_2) R_1 R_2} e^{-t/\tau} \quad (6.12-14)$$

由式 (6.12-12) 可知, 加上试验电压 U 后, 流过试品的电流由两部分组成: 第一部分为传导电流 I_g , 其大小与试品总的绝缘电阻 $(R_1 + R_2)$ 成反比; 第二部分为吸收电流 i_a , 其大小与试品绝缘的均匀程度密切相关。如果绝缘是比较均匀的, 就有 $R_1 C_1 \approx R_2 C_2$, 则吸收电流便很小, 吸收现象便看不出来。如果试品绝缘很不均匀, $R_1 C_1$ 与 $R_2 C_2$ 就相差甚大, 则吸收现象将十分明显。

不同设备的绝缘, 在相同的电压下, 其总电流随时间下降的曲线不同。即使同一设备, 如果绝缘受潮严重或绝缘内部有缺陷, 则绝缘电阻值显著降低, I_g 将大大增加, i_a 将迅速衰减, 电流的吸收现象不明显, 总电流随时间下降较缓慢, 而试品的绝缘电阻与电流成反比。因此, 根据 I_{15}/I_{60} 的变化, 就可以初步判断绝缘的状况。通常用吸收比 K_n 这一概念来表示

$$K_n = \frac{R_{60}}{R_{15}} = \frac{U/I_{60}}{U/I_{15}} = \frac{I_{15}}{I_{60}} \quad (6.12-15)$$

式中: I_{15} , R_{15} 分别为加压 15s 时的电流和相应的绝缘电阻; I_{60} , R_{60} 分别为加压 60s 时的电流和相应的绝缘电阻。

显然, 对于被试品电容较大和不均匀的试品绝缘, 如果绝缘状况良好, 则吸收现象明显, K_n 值远大于 1; 如果绝缘受潮严重或是内部有缺陷, 由于 I_g 大增, i_a 迅速衰减, K_n 值便接近于 1。所以, 利用绝缘的吸收曲线或 K_n 值的变化, 可以有助于判断绝缘的状况。

对于大型电机, 还采用 10min 和 1min 时的绝缘电阻之比, 即极化指数 $P.I. = R_{10}/R_1$ 来判断。亦有采用泄漏比值来分析, 如分别测量被试品加上直流电压 10min 时的电流及切除电压并把两电极间短路放电 10min 时的电流, 将两者相比, 并称之为泄漏比。

2.2 绝缘电阻和吸收比测量

如前所述, 绝缘电阻和吸收比是反映绝缘性能的最基本的指标之一, 通常用绝缘电阻表 (俗称摇表) 进行测量。规定以加电压 60s 后测得的数值为该试品的绝缘电阻。

2.2.1 绝缘电阻表的原理和接线

绝缘电阻表有手动的及电动的。手动绝缘电阻表由直流发电机 (电源) 和永磁式流比计 (测量机构) 等组成。通常绝缘电阻表按其额定电压分为 500V, 1000V, 2500V, 5000V 几种。应根据被试设备的额定电压来选择绝缘电阻表, 绝缘电阻表的额定电压过高, 可能在测试中损坏被试设备绝缘。一般来说, 额定电压为 1000V 以下的设备, 选用 1000V 的绝缘电阻表; 额定电压为 1000V 及以上的设备, 则用 2500V 绝缘电阻表。

绝缘电阻表有三个接线端子: 线路端子 (L)、接地端子 (E) 和保护端子 (G), 被试绝缘接在 L 和 E 之间, 如图 6.12-3 所示。

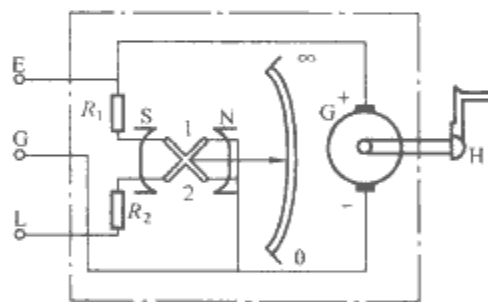


图 6.12-3 绝缘电阻表的原理结构图

流比计的电压线圈 1 和电流线圈 2 绕向相反, 固定在同一转子上, 并可带动指针旋转。由于没有弹簧游丝, 所以实际上没有反作用力矩, 当线圈中没有电流时, 指针可停在任一偏转角 α 位置。

当摇动把手 H, 直流发电机 G 两端便产生一定的电压, 电流 I_1 流过电压线圈 1, 便有力矩 M_1 作用在线圈 1 上。同样, 有电流 I_2 流过电流线圈 2 时, 便有力矩 M_2 作用在线圈 2 上, M_1 、 M_2 分别为

$$M_1 = I_1 F_1(\alpha), M_2 = I_2 F_2(\alpha)$$

式中: $F_1(\alpha)$ 、 $F_2(\alpha)$ 随指针转动角度 α 而变, 与气隙中磁通密度的分布有关。

$$\text{平衡时 } M_1 = M_2, \text{ 故 } \frac{I_1}{I_2} = \frac{F_2(\alpha)}{F_1(\alpha)} = F(\alpha) \text{ 或 } \alpha = f\left(\frac{I_1}{I_2}\right)。$$

$$\text{由 } I_1 = \frac{U}{R_1}, I_2 = \frac{U}{R_2 + R_x} \text{ (} R_x \text{ 为试品绝缘电阻), 可得}$$

$$\alpha = f\left(\frac{I_1}{I_2}\right) = f\left(\frac{R_2 + R_x}{R_1}\right) = f'(R_x) \quad (6.12-16)$$

即指针读数反映 R_x 的大小。

现在广泛应用的电子绝缘电阻表（其端子符号和上述绝缘电阻表的意义相同）不用手摇发电机，而采用电池供电，或由晶体管振荡器产生交变电压经变压器升压及倍压整流后输出直流电压。

2.2.2 试验方法及试验注意事项

为了避免被试品上可能存留残余电荷而造成误差，试验前应将试品接地放电一定时间，对电容量较大的被试品（如发电机、电缆、电容器和大型变压器）更应充分放电。

试验时，将被试品的接地端接于绝缘电阻表的接地端 E，测量端接于绝缘电阻表的相线端 L，如果被试品表面的泄漏电流较大，或对重要的被试品，如发电机、变压器等，为避免表面泄漏的影响，必须加以屏蔽，屏蔽线应接在绝缘电阻表屏蔽端 G 上。然后驱动绝缘电阻表达额定转速，待指针稳定后，即可读取绝缘电阻的数值。

测量吸收比时，先驱动绝缘电阻表达额定转速，待指针指到 ∞ 时，用绝缘工具将火线迅速接至被试品上，同时记录时间，分别读取 15s 和 60s 的绝缘电阻值。

测试时应特别注意温度对绝缘电阻的影响，一般绝缘电阻随温度上升而减小。原因在于当温度升高时，绝缘介质中的极化加剧，电导增加，致使绝缘电阻值降低，温度变化的程度与绝缘材料的性质和结构有关，因此，测量时必须记录温度，以便进行比较。

值得注意的是，不论是绝缘电阻的绝对值还是吸收比的值都只是参考性的，如不满足最低合格值，则绝缘中肯定存在某种缺陷；但是，如已满足最低合格的数值，也还不能肯定绝缘是良好的。某些实例说明，有些设备的绝缘，即使有严重的缺陷，只要不是贯通性的，用绝缘电阻表测得的绝缘电阻或吸收比仍可能满足规定的要求，这主要是因为绝缘电阻表的电压较低的缘故。同时，对于许多电气设备，例如电机，反映 I_g 的绝缘电阻往往变动甚大，因为它总和被试品的体积尺寸有关，往往难以给出一定的绝缘电阻判断标准。所以，根据绝缘电阻或吸收比的值来判断绝缘状况时，不仅应与规定标准相比较，更应与过去的试验结果相比较，与同类设备的数据相比较，以及将同一设备的不同部分（如在不同相之间）的数据相比较，当然也应该与本绝缘的其他试验结果相比较，才可能得出正确的结论。

还需注意，有时，虽然某些集中性缺陷已发展得很严重，以致在耐压试验中被击穿，但耐压试验前测出的绝缘电阻值和吸收比却都很高，这是因为这些缺陷虽然严重，但还没有贯通的缘故。因此，只凭绝缘电阻的测量来判断绝缘是不可靠的，但它毕竟是一种简单而有一定效果的方法，故使用十分普遍。

3 泄漏电流的测量

在直流电压下测量泄漏电流，实际上也就是测量绝缘电阻。经验表明：当所加的直流电压不高时，由泄漏电流换算得出的绝缘电阻值与绝缘电阻表所测值极为接近，此时测泄漏电流并不比用绝缘电阻表测绝缘电阻能获得更多的信息。但当用较高的电压（10kV 以上）来测泄漏电流时，就有可能发现绝缘电阻表所不能发现的绝缘损坏或弱点，所以测试灵敏度比绝缘电阻表更高。施加的直流电压是逐步调高的，最后达到规程规定的试验电压值。对于良好的绝缘，在标准规定的试验电压作用下，其泄漏电流不应随加压时间的延长而增大。读取泄漏电流值的时间，一般规定为达到试验电压后 1min，并需记录试品绝缘的温度及环境温度。所测得的

泄漏电流值应与前一次测试结果相比无明显变化，但相比时最好在相同的绝缘温度情况下，否则要考虑温度的影响。

试验设备及接线如图 6.12-4 所示，ZL 为高压整流元件，一般用高压硅堆。如被试品为发电机，由于其绕组对地电容较大，故不需在高压直流的输出端另加稳压电容。测量被试品中泄漏电流用的微安表最好直接接在高压侧 [见图 6.12-4 (a) 中 A 处]，以便能直接反映出绝缘内部的泄漏电流。如果不是这样，而是把微安表接在高压试验变压器高压绕组的接地侧 [见图 6.12-4 (a) 中 B 处]，那么，由于回路的高压部分对外界的杂散电流（泄漏电流、电晕电流）入地时也要流过微安表，使微安表的读数增大而可能掩盖了实际电机绝缘内部的泄漏电流。为了防止微安表内部电晕以及避免由微安表到被试品这一段导线的电晕电流和沿绝缘表面的泄漏电流流过微安表，还需要采用屏蔽的方法，如图 6.12-4 (a) 中虚线所示，被试品两端直流高压的测量可以用高压静电电压表。图 6.12-4 (a) 中 R_1 是为了保护整流元件，并可以防止当被试品击穿或放电时有过大的电流流过整流器 ZL。测量泄漏电流用的微安表有保护用的放电管 P [见图 6.12-4 (b)]，在流过微安表的电流超过一定值时，电阻 R（包括微安表的电阻）上的压降使 P 放电以保护微安表，并联电容可使微安表的指示更加稳定。微安表平时被刀闸 S 短路，需要读数时打开 S。试验完毕后，要注意将电机绕组上的剩余电荷泄放掉以保证安全。

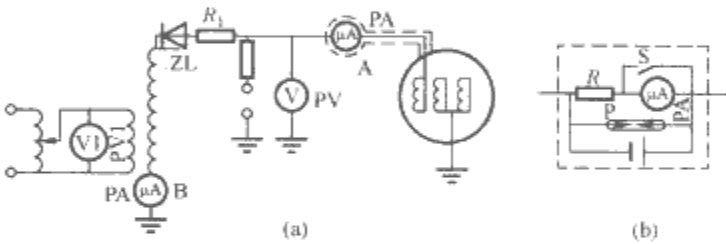


图 6.12-4 发电机泄漏电流试验线路图
(a) 试验线路图；(b) 微安表保护电路

图 6.12-5 所示为发电机绝缘泄漏电流随电压变化的一些典型曲线。对于良好的绝缘，电流值较小，泄露电流随电压而线性上升，如曲线 1；如果绝缘受潮，那么电流值加大，如曲线 2 所示；曲线 3 表示绝缘中有集中性缺陷存在。当泄漏电流超过一定数值，应尽可能找出原因并加以消除。如果 $0.5U_1$ （试验电压为 U_1 ）附近泄漏电流已经迅速上升，如曲线 4，则这台发电机在运行时（不计及过电压）就有击穿的危险。

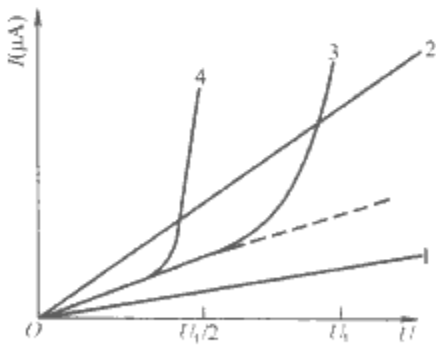


图 6.12-5 发电机的典型泄漏电流曲线
1—绝缘良好；2—绝缘受潮；3—绝缘中有集中性缺陷；4—绝缘中有危险的集中性缺陷

测量泄漏电流时，除了和测量绝缘电阻时一样需要注意温度、时间和表面泄漏的影响等因素外，还应注意下列问题。

(1) 电压的稳定性。一般都用从交流电压通过整流获得的直流电压, 所用直流电压的脉动系数应符合国家标准规定, 即不大于 3%。

(2) 测量仪表的保护。可以采用如图 6.12-6 所示的电路。电阻 R 的取值是考虑电流表 PA 所允许的最大电流在电阻 R 上的压降应稍大于放电管 P (可以是试电笔中用的氖管) 的起始放电电压。并联电容 C 的作用不仅使电流表的读数稳定, 更重要的是使作用在放电管 P 上的电压能足够的平缓, 使 P 来得及动作, 故其电容量应较大 ($>1\mu\text{F}$)。电流表平时被旁路开关 S1 短接, 只有在需要读数时才将 S1 打开。

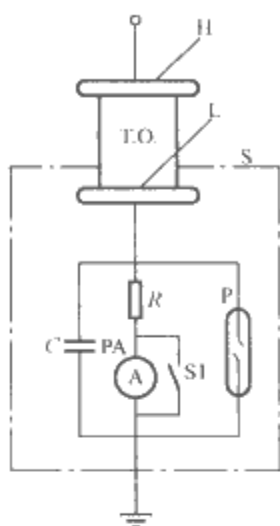


图 6.12-6 测量泄漏电流的电路图

(3) 杂散电流造成的误差。为了观察方便, 通常将测量仪表接在低电位侧, 如果高压连线上或被试品高压电极 H 上发生电晕, 将会形成电晕电流, 它使得仪表指示的电流值比实际流经被试绝缘的泄漏电流大很多。所以, 要求直流高压部分不发生电晕。如果做不到这一点, 引线应用屏蔽线连接, 被试品的低压极和测量装置用屏蔽笼屏蔽起来, 并将屏蔽笼接地, 如图 6.12-6 中的虚线所示。

(4) 被试品的接地。图 6.12-6 所示的电路中, 被试品两端均不允许接地。但有时, 特别是已经安装在现场的设备, 或是埋在地中的电缆, 常常是无法对地绝缘起来的, 此时应将测量系统串接在高压侧电路中。由于测量系统包含有仪表及其他辅助元件, 不易防止电晕, 故应将测量系统放在屏蔽笼中, 尽可能将被试品的高压极和引线屏蔽起来, 这时屏蔽层应与直流高压电源的高压引线相连, 从而使屏蔽笼及引线屏蔽对地的电晕电流和泄漏电流不通过测量仪表, 因而也就大大减小了测量误差。由于此时测量仪表在高压侧, 观察时应特别注意安全。

4 介质损耗的测量

介质损耗角正切值 $\tan\delta$ 的测量, 对于判断电气设备的绝缘状况是比较灵敏、有效的方法。介质损耗角正切值 $\tan\delta$ 是在交流电压作用下, 电介质中电流的有功分量与无功分量的比值。在一定的电压和频率下, 它反映了电介质能量损耗的大小, 与电介质的体积和大小无关。因此, 从测得的 $\tan\delta$ 数值能直接判断绝缘情况。

4.1 $\tan\delta$ 测量原理

在交流电压作用下, 介质内不仅有电导电流引起的损耗, 还有各种极化带来的损耗。一定条件下介质中能量损耗的大小是衡量介质性能的重要指标。具有损耗的绝缘材料或设备绝缘, 常采用电阻、电容相并联的等效回路来代表, 如图 6.12-7 所示。

在电压 \dot{U} 作用下, 通过介质的电流 \dot{i} 包含与电压同相的有功分量 \dot{i}_R 及超前 $\dot{U}90^\circ$ 的无功分量 \dot{i}_C 。此时介质中的功率损耗为

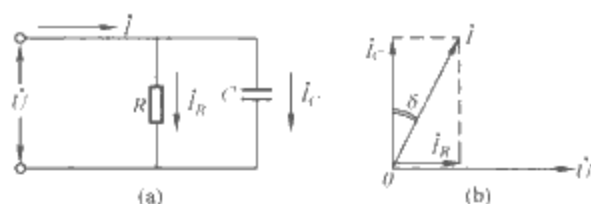


图 6.12-7 有损介质的简化等效回路及电压、电流相量图

(a) 简化等效回路; (b) 电压、电流相量图

$$\left. \begin{aligned} P &= \dot{U} \dot{i}_R = \dot{U} \dot{i}_C \tan\delta \\ \tan\delta &= \frac{\dot{i}_R}{\dot{i}_C} = \frac{1}{\omega CR} \end{aligned} \right\} \quad (6.12-17)$$

式 (6.12-17) 中的 δ 称为介质损耗角, 其正切值 $\tan\delta$ 称为介质损耗因数且等于有功功率与无功功率之比, 或有功电流分量与无功电流分量之比, 它是反映绝缘特性的一个重要参数。测量 $\tan\delta$ 的值是判断电气设备绝缘状态的一种灵敏的方法, 它的数值能够反映绝缘的整体劣化或受潮以及小电容试品中的严重局部缺陷: 当电气设备的绝缘普遍受潮、脏污、老化以及绝缘中有气隙发生局部放电时, 流过绝缘的有功电流分量 i_R 将增大, $\tan\delta$ 也增大。这样通过测量绝缘的 $\tan\delta$ 值, 可以反映出整个绝缘的分布性缺陷。但对大型设备 (如大容量变压器) 绝缘中的局部缺陷 (如变压器的套管) 却不能灵敏发现, 被试绝缘的体积越大, 就越不灵敏, 这时应对其进行分解试验, 即分别测量各部分的 $\tan\delta$ 值。

良好的绝缘材料和正常的电气设备的介质损耗因数都是很小的。高电压下, 即使无功分量可能很大, 有功分量还是很小的。如果用功率表来测量介质损耗, 要求用功率因数非常低的功率表。通常介质损耗角都在 1° 以内, 也即功率损耗角在 89° 以上, 此时相角上稍有误差, 可使损耗的误差达几倍甚至几十倍。这种高压功率表是十分难做的, 目前都采用高压交流电桥 (即西林电桥) 来测量绝缘的介质损耗因数。

4.2 西林电桥的工作原理

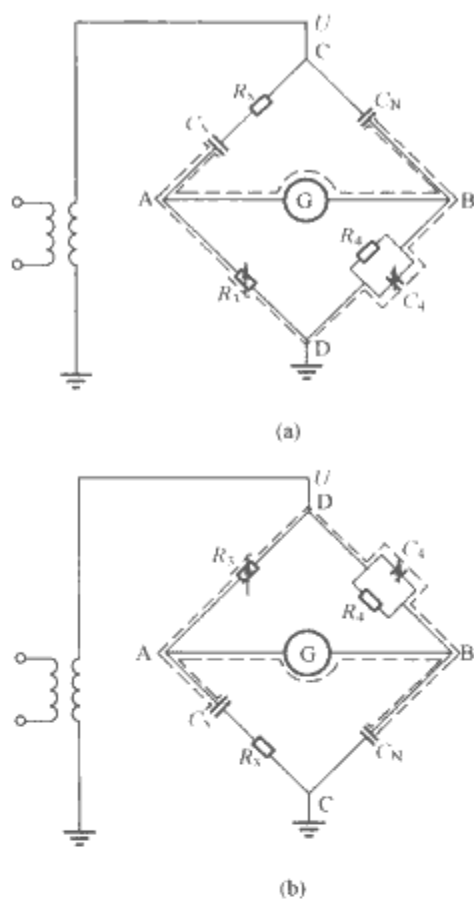
图 6.12-8 中被试品用 C_x, R_x 表示, C_N 为标准电容器 ($\tan\delta_N \approx 0$), G 为检流计, R_3 和 C_4, R_4 为电桥的低压臂。当被试品两端均不接地时, 图 6.12-8 (a) 所示为正接法。在正接法中电桥 D 点直接接地, 操作时比较安全。由于通常运行中的设备一端都是接地的, 因而不得不用图 6.12-8 (b) 所示的反接法, 这时电桥调节部分是处于高电位之下, 应放入法拉第笼内并对地绝缘。如电桥工作电压仅为 10kV , 可不用法拉第笼, 为了保证人身安全, R_3, C_4 的调节手柄用的是绝缘柄, 耐压 15kV 以上, 同时, 电桥的带高电位部分都放在接地的屏蔽箱内。需注意的是这时从电桥接到被试品和标准电容器的引线都是带高压的, 这是因为电桥调节部分两端的电压通常只有几伏, 电源高压实际上加在 C_x, C_N 上面, 上述引线的对地电位与电源电压基本相同。

不论是正接法还是反接法, 电桥平衡时检流计 G 中无电流通过, 此时 A, B 两点间无电位差, 因此电压 \dot{U}_{CA} 与 \dot{U}_{CB} 以及 \dot{U}_{AD} 与 \dot{U}_{BD} 大小相等, 相位相同; 在桥臂 CA 和 AD 中流过相同的电流 \dot{i}_x , 在桥臂 CB 和 BD 中流过相同的电流 \dot{i}_N , 各桥臂电压之比应等于相应桥臂阻抗之比。

以反接法为例来推导 $\tan\delta_x$ 和 C_x 的公式。电桥平衡时有

$$\dot{i}_x Z_3 = \dot{i}_N Z_4, \dot{i}_x Z_x = \dot{i}_N Z_N$$

故


 图 6.12-8 西林电桥的基本线路
(a) 正接法; (b) 反接法

$$\frac{Z_x}{Z_3} = \frac{Z_N}{Z_4} \quad (6.12-18)$$

其中 $Z_3 = R_3$; $Z_4 = \frac{1}{1/R_4 + j\omega C_4}$; $Z_x = R_x + \frac{1}{j\omega C_x}$; $Z_N = \frac{1}{j\omega C_N}$ 。代入式 (6.12-18), 并使等式两边虚部、实部分别相等, 则可得

$$C_x = \frac{R_4}{R_3} C_N \quad (6.12-19)$$

$$R_x = \frac{C_4 R_3}{C_N} \quad (6.12-20)$$

由式 (6.12-19) 及式 (6.12-20) 可得

$$\omega C_x R_x = \omega C_4 R_4 \quad (6.12-21)$$

由此得

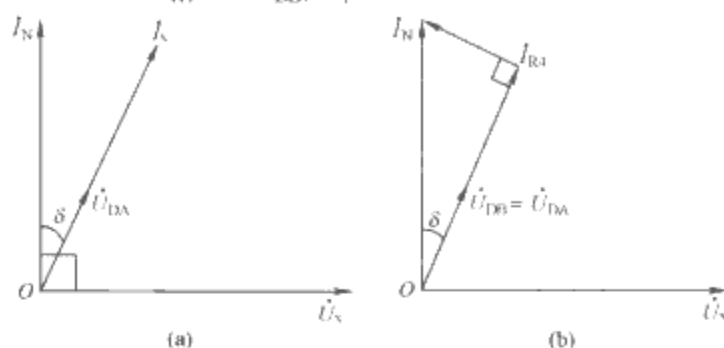
$$\tan \delta_x = \omega C_x R_x = \omega C_4 R_4 \quad (6.12-22)$$

在工频时, $\omega = 2\pi f = 100\pi$, 通常取 $R_4 = \frac{10^4}{\pi}$, 则 $\tan \delta = C_4$ (单位为 μF)。此时电桥中 C_4 的值经刻度转换就是被试品的 $\tan \delta$ 值, 直接从电桥面板上 C_4 的数值读得。

如果 Z_x 用并联回路代表, 则 $Z_x = \frac{1}{1/R_x + j\omega C_x}$, 代入式 (6.12-18) 后同样可得 $\tan \delta = \omega C_4 R_4$, 因为等效回路不应改变 $\tan \delta$ 本身。并联时的等效电容 $C'_x = \frac{1}{1 + \tan^2 \delta} \frac{R_4}{R_3} C_N$, 由于 $\tan \delta$ 通常很小, 所以 $C'_x \approx \frac{R_4}{R_3} C_N$, 即与串联时的 C_x 近似相等。

电桥平衡时的相量图如图 6.12-9 所示。在图 6.12-9 (a) 中, 由于 C_N 基本上可当作无损耗电容, 故 \dot{I}_N 垂直于 C_N 两端的电压 \dot{U}_x ($\dot{U}_{AC} = \dot{U}_{BC} = \dot{U}_x$), 试品 \dot{I}_x 与 \dot{U}_x 的垂直线的夹角即为试品介质损耗角 δ , $\tan \delta = \frac{U_{R_x}}{U_{C_x}} = \omega C_x R_x$ 。电

桥平衡时, $\dot{I}_{DA} = \dot{I}_x$, R_3 上的压降 \dot{U}_{DA} 等于 $\dot{I}_x R_3$, 方向与 \dot{I}_x 一致。在图 6.12-9 (b) 中, 当电桥平衡时, \dot{U}_{DB} 与 \dot{U}_{DA} 相等, 故 \dot{U}_{DB} 与 \dot{I}_N 的夹角仍为 δ 。而 \dot{I}_{R_4} 与 \dot{I}_{C_4} 合成等于 \dot{I}_N 。因此, $\tan \delta = \frac{I_{C_4}}{I_{R_4}} = \frac{\omega C_4 U_{DB}}{U_{DB}/R_4} = \omega C_4 R_4$ 。


 图 6.12-9 电桥平衡时的相量图
(a) 正接法; (b) 反接法

测量电容 C_x 有时对于判断其绝缘状况也是有价值的。例如, 对于电容型套管如果 C_x 明显增加, 常表示内部电容层有短路现象, 或是有水分侵入。

4.3 外界电磁场对电桥的干扰

4.3.1 电场干扰

在现场测量 $\tan \delta$ 时, 特别是在 110kV 及以下的变电站进行测量时, 被试品和桥体往往处在周围带电部分的电场作用范围之内, 虽然电桥本身及连接线都采用了屏蔽, 但有时外界干扰仍然明显, 这主要是由外界带电部分和被试品的高压部分间有电容耦合引起的。如图 6.12-10 所示, 图中用 \dot{U}' 和 C' 分别表示等效干扰电压和等效耦合电容。这时等效干扰电源电压 \dot{U}' 就会通过 C' 产生干扰电流 \dot{I}' , 因而影响测量的准确性。当电桥平衡时, 流过检流计的电流为零, 此时检流计支路可看作开路。由于通常 C' 甚小, 也就是其容抗甚大, 故干扰电流 \dot{I}' 可以看作由恒流源发出。 \dot{I}' 在通过 C' 以后分成两路, 一路经 C_x 入地, 另一路经 R_3 及试验变压器的漏抗入地, 由于前者的阻抗远大于后者, 故可以认为 \dot{I}' 全部流过 R_3 。在没有外电场干扰的情况下, 电桥平衡时流过 R_3 的电流即为流过被试品的电流 \dot{I}_x 。有干扰时, 由于干扰电流 \dot{I}' 流过 R_3 , 改变了电桥的平衡条件, 这时要使电桥平衡就必须把 R_3 和 C_4 调整到新的数值。由于 C_4 数值的改变, 此时测得的损耗角就不同于没有干扰时的实际损耗角了。调节前后电流相量图如图 6.12-11 所示。

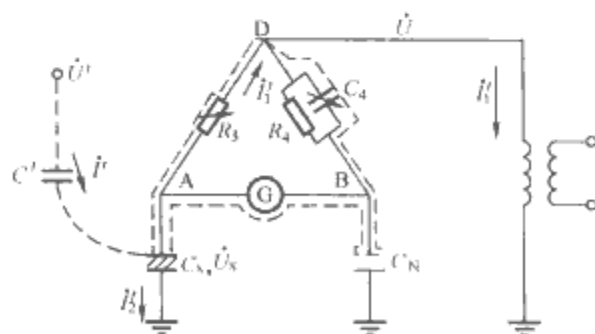


图 6.12-10 外界电源引起的电场干扰

为了消除或减小由电场干扰所引起的误差, 可采取下列措施。

(1) 加设屏蔽。尽量远离干扰源。在无法远离时, 在被试品高压部分加屏蔽罩, 并可将此屏蔽罩与电桥的屏蔽相

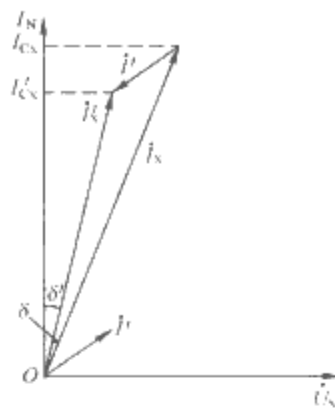


图 6.12-11 有电场干扰时电流相量图

连,以消除 C' 的影响。

(2) 采用移相电源。由图 6.12-11 可看出,在有干扰的情况下,只要使 i' 与 i_x 同相或反相,测得的 $\tan\delta$ 值不变。干扰电流 i' 的相位一般是无法改变的,但可以通过改变试验电源电压的相位来改变 i_x 的相位以达到上述目的。应用移相电源消除干扰时,在试验前先将 Z_4 短接,将 R_3 调到最大值,使干扰电流尽量通过检流计(因其内阻很小),并调节移相电源的相角和电压幅值,使检流计指示为最小,这表明 i_x 和 i' 相位相反,移相任务已经完成。这时可退去电源电压,保持移相电源相位,拆除 Z_4 间的短接线,然后正式开始测量。若在电源电压正、反相两种情况下测得的 $\tan\delta$ 值相等,说明移相效果良好,此时测得的 $\tan\delta$ 为真实值。用移相法基本上可以消除同频率的电场干扰所造成的测量误差。

(3) 采用倒相法。倒相法是一种比较简便的方法,不用移相器,而是测量时将电源正、反接各测一次,得到两组测量结果,然后进行计算求得 $\tan\delta$ 值和 C_x 值。

由于干扰电流 i' 的相位是不变的,分析时可认为电桥电源的相位不变,即 i_x 的相位不变,而 i' 作 180° 的反相,如图 6.12-12 所示。由图 6.12-12 可知,正、反两次测得的介质损耗角各为

$$\tan\delta_1 = \frac{I'_{Rx}}{I'_{Cx}} = \omega R_4 C'_4, \tan\delta_2 = \frac{I''_{Rx}}{I''_{Cx}} = \omega R_4 C''_4 \quad (6.12-23)$$

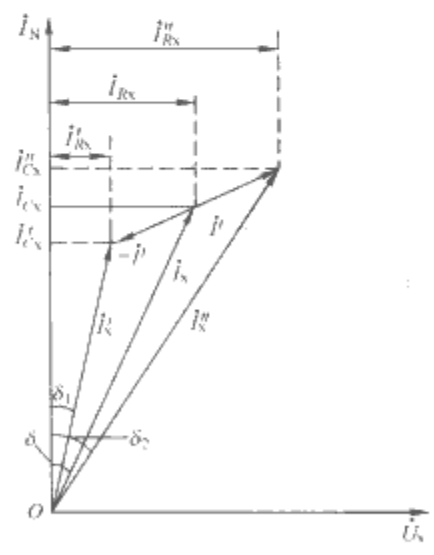


图 6.12-12 用倒相法消除干扰的相量图

实际试品的 $\tan\delta$ 为

$$\tan\delta = \frac{I_{Rx}}{I_{Cx}} = \frac{\frac{1}{2}(I'_{Rx} + I''_{Rx})}{\frac{1}{2}(I'_{Cx} + I''_{Cx})} = \frac{I'_{Cx}\tan\delta_1 + I''_{Cx}\tan\delta_2}{I'_{Cx} + I''_{Cx}}$$

$$= \frac{C'_x \tan\delta_1 + C''_x \tan\delta_2}{C'_x + C''_x} \quad (6.12-24)$$

两次测得的试品电容值各为

$$C'_x = C_N \frac{R_4}{R'_3} \times \frac{1}{1 + \tan^2\delta_1} \quad (6.12-25)$$

$$C''_x = C_N \frac{R_4}{R''_3} \times \frac{1}{1 + \tan^2\delta_2} \quad (6.12-26)$$

实际试品的电容为

$$C_x = \frac{C'_x + C''_x}{2} \quad (6.12-27)$$

当 C'_x 与 C''_x 或 $\tan\delta_1$ 与 $\tan\delta_2$ 相差不多时,可得

$$\tan\delta \approx \frac{\tan\delta_1 + \tan\delta_2}{2} \quad (6.12-28)$$

即可取两次测量结果的平均值作为被试品的介质损耗角正切值。

(4) 采用异频电源。在现场测量 $\tan\delta$ 时,有时工频电场干扰很大,倒相、移相效果都不理想,可采用异频(非 50Hz)专用试验电源的方法。例如试验电源用 45~55Hz 的变频电源:当被试品在停电后,分别在 45、55Hz 下测出其 $\tan\delta$ 值 ($\tan\delta_1$ 、 $\tan\delta_2$),可以认为试品在 50Hz 下的 $\tan\delta$ 即为 $\frac{1}{2}(\tan\delta_1 + \tan\delta_2)$,这时 50Hz 的电场干扰已排除。

4.3.2 磁场干扰

在现场进行测量时,不但受到电场的干扰,还可能受到磁场的干扰。一般情况下磁场的干扰较小,而且电桥本体都有磁屏蔽,不会引起大的干扰电流。但当电桥靠近电抗器等漏磁通较大的设备时,磁场的干扰就较为显著。通常这一干扰主要是由于磁场作用于电桥检流计内的电流线圈回路所引起,这时可以把检流计的极性转换开关置于断开位置,此时如果检流计光带仍较宽,说明有此种干扰。为了消除其影响,可设法将电桥移到磁场干扰范围以外。若不可能,则可采用两次测量(检流计极性转换开关分别处于正、反两种不同位置)的方法来消除磁场干扰的影响。

实际试品的 $\tan\delta$ 及 C_x 为

$$\tan\delta \approx \frac{\tan\delta_1 + \tan\delta_2}{2} \quad (6.12-29)$$

$$C_x \approx C_N \frac{R_4}{R_3} = C_N R_4 \frac{2}{R'_3 + R''_3} = \frac{2C'_x C''_x}{C'_x + C''_x} \quad (6.12-30)$$

4.4 影响 $\tan\delta$ 测量结果的因素

在排除外界电磁场干扰,正确地测出 $\tan\delta$ 值后,还需对 $\tan\delta$ 的测量结果进行正确的分析判断,为此,就要了解 $\tan\delta$ 与哪些影响因素有关。

4.4.1 温度的影响

温度对 $\tan\delta$ 的直接影响,影响的程度随材料、结构的不同而异。一般情况, $\tan\delta$ 是随温度上升而增大。现场试验时,设备温度是变化的,为便于比较,应将不同温度下测得的 $\tan\delta$ 值换算至 20°C 。

应当指出,由于被试品真实的平均温度很难测定,换算系数也不是十分符合实际,故换算后往往有很大误差。因此尽可能在 $10\sim 30^\circ\text{C}$ 的温度下进行测试。

4.4.2 试验电压的影响

一般说来,良好的绝缘,在其额定电压范围内, $\tan\delta$ 值是几乎不变的(仅在接近额定电压时 $\tan\delta$ 值可能略有增

加), 且当电压上升或下降时测得的 $\tan\delta$ 值是接近一致的, 不会出现闭环曲线。如果绝缘中存在气泡、分层、脱壳等, 情况就不同了。当所加的试验电压尚不足以使绝缘中的气泡或气隙游离时, 其 $\tan\delta$ 值与良好绝缘无显著差别; 当所加试验电压足以使绝缘中的空气游离、电晕或局部放电时, $\tan\delta$ 的值将随试验电压的升高而迅速增大。

所以测定 $\tan\delta$ 时所加的电压, 最好接近于被试品的正常工作电压。所加电压过低, 则不易发现绝缘中的缺陷, 过高则容易对绝缘造成不必要的损伤。

4.4.3 测量 $\tan\delta$ 与试品电容的关系

对电容量较小的设备, 如套管、互感器等, 测量 $\tan\delta$ 能有效地发现局部集中性和整体分布性的缺陷。但对电容量较大的设备, 如大中型变压器、电力电缆、电容器、发电机等, 测 $\tan\delta$ 只能发现整体分布性缺陷。因为局部集中性缺陷所引起的损伤的增加只占总损失的极小部分, 这样用测 $\tan\delta$ 的方法判断设备的绝缘状态就不灵敏, 因此, 通常对运行中的电机、电缆等设备进行预防性试验时, 不做 $\tan\delta$ 测试。

对于可以分解为几个绝缘部分的被试品, 用分解进行 $\tan\delta$ 测量的方法, 可以更有效地发现缺陷。例如测量变压器的 $\tan\delta$ 时, 对套管的 $\tan\delta$ 单独进行测量可以有效地发现套管的缺陷。

4.4.4 试品表面泄漏的影响

试品表面泄漏可能影响反映试品内部绝缘情况的 $\tan\delta$ 值。在试品的 C_x 较小时需特别注意。为消除表面泄漏, 除应将套管表面擦干净外, 还可加屏蔽。但应注意, 屏蔽线不应改变被试品内部的电场分布。电容式套管最外层是地电位, 屏蔽线影响不大, 但对电压互感器就不宜采用屏蔽线。

5 局部放电的测量

离线电气设备的绝缘, 总不可能做到绝对的纯净和致密, 总会不同程度地包含一些分散性的异物, 如各种杂质、水分、小气泡等。有些是制造过程中未去净的, 有些是在运行过程中因绝缘物的老化、分解而产生的。由于这些异物的电导和介电系数不同于绝缘物, 例如一般杂质的电导比绝缘物的大, 气泡的介电系数比绝缘物的小, 放在外施电压的作用下, 这些异物附近将具有比其周围更高的电场强度。当外施电压升高到一定程度时, 这些部位的场强超过了该物质的击穿场强, 该处物质就产生局部放电。

局部放电分散发生在极微小的空间内, 所以它几乎不影响当时整体绝缘物的耐压强度。但是, 局部放电时产生的电子、离子反复冲击绝缘物, 会使绝缘逐渐分解、破坏, 分解出的化学活性物质(如臭氧、氧化氮等), 使绝缘物氧化、腐蚀; 同时, 使该处的局部电场畸变更大, 进一步加剧局部放电的强度; 局部放电处也可能产生局部的高温, 使绝缘物老化、破坏。如果绝缘物在正常工作电压下就有一定程度的局部放电, 则这种过程将在其正常工作的全部过程中继续, 并进一步发展, 这显然会加速绝缘物的老化和破坏, 发展到一定程度时, 就可能导致绝缘物的击穿。

局部放电测试的目的, 就是检查绝缘局部缺陷的存在、发展情况以及放电强度。所以, 局部放电测试是一种判断绝缘物在长期运行中绝缘性能好坏的较好方法。

当绝缘物中发生局部放电时, 将伴随着发生许多现象, 有些属于电的: 如电脉冲、介质损耗的增大、电磁波发射; 有些属于非电的: 如光、热、噪声、气体压力的变化和化学变化。这些现象都可以用来判断局部放电的存在及其发展程

度。因此, 测试方法也可以分为电的和非电的两类。电气测量中以脉冲电流法应用最广, 它是将试品两端的电压突变转化为测量回路中的脉冲电流。此法又可分为直接法与平衡法; 而非电测试法有超声波法、超高频法等。以下分别予以介绍。

5.1 直接法

图 6.12-13 所示为直接法测试局部放电的两种基本回路, 其目的都是要使被试品 C_x 局部放电产生的脉冲电流作用到检测用阻抗 Z_m 上, 然后把 Z_m 上的电压经放大后送到测量仪表 M (示波器脉冲电压表、脉冲计数器) 中进行测量, 根据 Z_m 上的电压就可算出局部放电的视在电荷量。

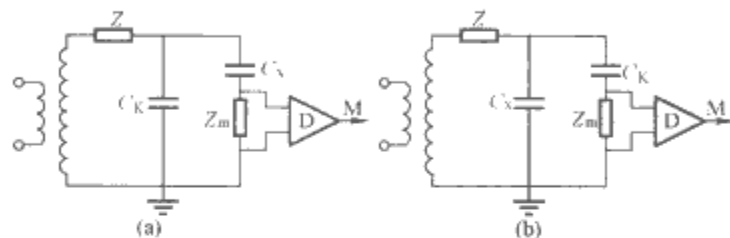


图 6.12-13 直接法测试局部放电回路图
(a) 串联测试回路; (b) 并联测试回路

图 6.12-13 (a) 串联测试法是将 Z_m 直接与 C_x 串联, 由于变压器绕组对高频脉冲具有很大的感抗, 阻止高频脉冲电流的流通, 为此, 必须另加耦合电容 C_k , 给脉冲电流提供低阻抗通道。并且 C_k 必须无局部放电, 当 C_k 值不太大时, 最好使 C_k 值不小于 C_x 值。为了防止电源中的高频电流流入测量回路, 也为了防止被试品局部放电的脉冲电流分流到电源中去, 在电源回路中串入一个低通滤波器 Z , 以允许工频电流流过而将高频电流阻断。

直接法的另一种接线是将图 6.12-13 (a) 中 C_x 与 C_k 的位置互相对调, 即如图 6.12-13 (b) 所示的接线。不难看出, 两者对高频脉冲电流的回路是相同的, 都是串联地流经 C_x 、 C_k 和 Z_m 三个元件。在理论上, 两者的灵敏度也是相等的, 但在实际上, 并联测试回路具有如下优点: 允许被试品一端接地; 对 C_x 较大的被试品, 可以避免较大的工频电容电流流过 Z_m 。

直接法的缺点是抗干扰性能较差, 为提高抗干扰性能, 可采用平衡法。

5.2 平衡法

为了提高抗干扰能力, 可 adopt 电桥平衡原理来对局部放电进行测试, 如图 6.12-14 所示, 图中 Z_x 为被试品 C_x 的阻抗。由于外来干扰的频率分布很广, 如果要求电桥对很宽广的干扰频率都能平衡, 则最方便的办法是用与被试品完全相同的电气设备来充当辅助试品 (即桥臂 Z'_x), 于是, 电桥两臂的阻抗 Z_m 和 Z'_m 也就相应相等。理论上, 此时电桥对所有频率都能平衡, 由此即可消除外来干扰的影响; 实际上, 即使是型号规格完全相同的两个电气设备, 其阻抗值 Z_x 与 Z'_x 也不可能在所有频率下都相等, 所以电桥也就不可能达到真正完全的平衡。即使这样, 平衡法还是能将外来干扰大大降低, 所以是抗干扰性能较好的一种方法。

当被试品 Z_x 发生局部放电时, 平衡被破坏, 通过测试回路即可测出此不平衡电压。当然, 如果辅助试品 Z'_x 中发生局部放电时, 同样会反映到测试回路中去。为了确定被测试出的放电脉冲信号是由被试品发出的, 而不是由辅助试品发出的, 就应该选择质量很好的、没有局部放电的电气设备作为辅助试品。

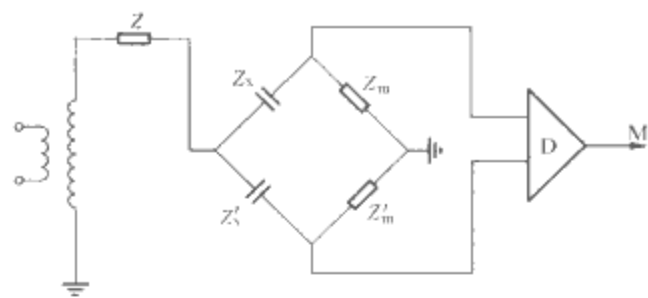


图 6.12-14 平衡法测试局部放电回路图

为了提高抗干扰能力，也有在 Z_m 辅助电路中不采用宽频放大，而采用窄带选频放大，以避免干扰较强的频区。与此同时，在高压电源电路中的滤波器，也采用窄带选频阻波器，其阻带正好与选频放大器通频带相适应，这样可取得很好的抗干扰效果。

5.3 超声波法

近年来，超声波探测器在检测固体、液体及其组合绝缘内部局部放电方面的应用逐渐增多。与前述的电脉冲方法相比较，其特点是抗干扰能力相对较强，可以在运行中和耐压试验时检测绝缘内部的局部放电，适合预防性试验的要求。它的工作原理可简述如下：当电气设备绝缘内部发生局部放电时，在放电处产生了超声波，并向四周传播，一直达到电气设备容器的表面。若在设备外壁（如套管、互感器的瓷套外表面）放一压电元件，在交变压力波的作用下，具有压电效应的晶体便产生交变的弹性变形，晶体沿受力方向的两端面上便会出现交变的束缚电荷。这一表面束缚电荷的变化便引起了端部金属电极上电荷的变化，或在外回路中引起交变电流，从而将交变压力波转换为电气量，由此可测量局部放电。

图 6.12-15 所示为超声波探测器的原理方框图。声电换能器及前置放大器装在一起，称为探头。声电换能器常包含两片锆钛酸铅压电元件，其后面粘薄铜片作电极并接往前置放大器。对前置放大器的要求是低噪声、宽频带，能将微伏级输入信号放大。前置放大器的输出端经双芯屏蔽电缆与探测器的其他部分连接以防止干扰。衰减器是用来适应不同强度的信号测量。调谐放大器的频率范围为 $40\sim 90\text{kHz}$ ，它可提高仪器的选择性和抗干扰能力。超声波在固体与液体中易于传播，当碰到空气时，由于空气的波阻抗很大，因此超声波将反射回去，穿入空气的很少，因此在使用中为使探头与被测设备接触紧密，可在探头前部抹一些黄油再贴紧设备。应设法避免探头与被测设备及支持物间有振动或位移。此外，为了区别探测器检测的是被试绝缘内部放电还是外界干扰，可以用空心铁盒放在探头与被测物之间，以隔开被试物内部局部放电处传来的超声波，如果此时仪器指示较小，为一般噪声值，则说明除去空心盒时的指示反映了绝缘内部的放电。但对于被试设备的机械振动，则仍不易与绝缘中局部放电相区别。有时也可通过观察超声波的波形来作进一步的分析。

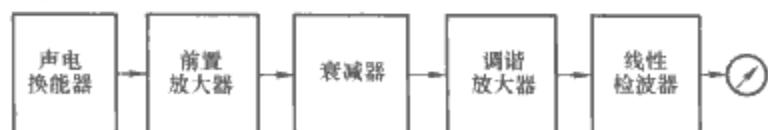


图 6.12-15 超声波探测器的原理框图

目前超声波法由于采用光纤传输信号而提高了抗干扰的能力，取得了较好的效果。如采用多个声发射接收通道，则有助于确定故障位置。

绝缘中内在的局部缺陷，特别是在程度尚不严重时，用

别的方法往往很难发现，而用测量局部放电的方法，却能比较灵敏地指示出来。经过多年来的研究改进，这项试验方法已渐趋成熟。

6 绝缘油的色谱分析

在变压器、互感器、断路器和充油套管等设备的预防性试验中，要定期对所用的绝缘油进行试验。绝缘油是高压电气设备绝缘中的重要组成部分，除绝缘外，它还起冷却的作用，在断路器中则主要起灭弧的作用。因此需要试验油的闪点、酸值、水分、游离碳、介电强度、介质损耗角正切值等项目。如果性能不合要求，就要将油进行处理（过滤、再生）或换新油。

绝缘油的闪点下降和酸值增加，常是由设备局部过热导致油分解所致。绝缘油受潮、脏污（如纤维、尘埃、碳化等）会使其击穿电压下降。油受潮或变质时，油的 $\tan\delta$ 要增加。

通过在标准油杯中作油的击穿试验以及在专用的试验电极中测油的 $\tan\delta$ ，可以检查油的电气性能。由于温度对油的 $\tan\delta$ 值的影响较大，温度高时，不同质量的油的 $\tan\delta$ 差别可能更大。故测量 $\tan\delta$ 时需将电极放在恒温箱中（ $20\sim 70^\circ\text{C}$ ）。需要注意的是，取油样以及进行击穿或 $\tan\delta$ 试验时，在步骤、方法上均需按一定的规定进行，否则很容易得出不正确的结果。

对绝缘油中的溶解气体进行气相色谱分析，是广泛采用的试验方法。应用这种方法分析绝缘油中所溶解的气体的组成和含量，可以判断设备内部的隐藏缺陷。这一方法的优点是能够发现充油电气设备中的一些用 $\tan\delta$ 等方法所不易发现的局部性缺陷（如局部过热、电弧放电），且设备不需停电，适合于在线绝缘诊断。

当电气设备内部有局部过热或局部放电等缺陷时，缺陷附近的油纸绝缘就会分解而产生烃类气体、 H_2 、 CO 、 CO_2 等，这些气体不断溶解于绝缘油中。不同性质的故障，不同的绝缘物质，分解产生的气体成分是不相同的。如果变压器内部的裸金属部分（分接开关、铁心、裸接头、箱壳等）局部过热引起变压器油热分解，则变压器油中溶解气体的主要特点是烃类气体的总量较高，且其中甲烷（ CH_4 ）、乙烯（ C_2H_2 ）也较多。如果固体绝缘（引线绝缘、铁轭绝缘、穿心螺栓绝缘等）过热，由于固体绝缘受热分解，油中溶解气体中的 CO 、 CO_2 含量也将加大。如果是固体绝缘过热，但温度不高，例如有的连续式绕组因端部油道堵塞造成纸绝缘过热，色谱分析中总烃量不高，而 CO 、 CO_2 含量则较高。所以 CO 、 CO_2 含量高是固体绝缘（如纸、木材等）热分解的主要特征。当变压器内部存在放电故障时，其色谱分析的特征是 C_2H_2 和 H_2 的含量较大。 C_2H_2 含量过大常是区别放电或过热的主要特征。因此，对绝缘油中溶解气体的色谱分析，分析油中溶解气体的组成成分、含量及其随时间而增长的规律，可以鉴别故障的性质、程度及其发展情况。这对于测定发展中的潜伏性故障是很灵敏的，适用于变压器、电抗器、电流互感器、电压互感器、充油电缆等。

6.1 色谱仪基本工作原理及流程

试验时先将取来的运行中的电气设备的油样经真空罐脱出气体或经滤膜脱出气体，并压缩至常压，用注射器取试样后进行分析。图 6.12-16 所示为 102G-D 色谱仪工作原理及流程图。图中 N_2 、 H_2 为载气（在色谱仪管中带动被试气体一起流动）。气体进口处在 I、II。为了分出气体中所包含

的各种气体成分, 需要利用色谱柱, 如图 6.12-16 中的柱 I 和柱 II。色谱柱是一种 U 形或圆盘形管, 装有吸附剂。气体以混合气体的形式从管子的一端进入色谱柱, 由载气带动向前流动。在此过程中, 由于吸附剂对混合气体中各气体成分的吸附作用大小不一, 吸附作用小的成分以较大的速率向前移动, 而吸附作用大的成分则移动较慢。因此, 各种气体成分流出色谱柱时有先有后, 这样就使混合的各种气体按流出色谱柱时间的先后而得到分离。色谱柱 I 内可装碳分子筛吸附剂, 可分离出 H_2 、 O_2 、 CO 、 CO_2 、 CH_4 ; 色谱柱 II 内可装微球硅胶吸附剂, 它能使烃类气体分离出来, 如 CH_4 、 C_2H_4 、 C_2H_6 、 C_2H_2 、 C_3H_8 、 C_3H_6 等。

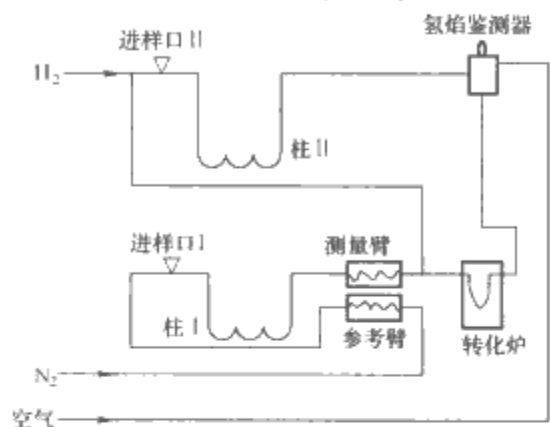


图 6.12-16 102G-D 色谱仪工作原理及流程图

为了进一步检测气体各成分的含量, 采用热导池鉴定器及氢焰鉴定器。热导池鉴定器是用来检测气体中的 H_2 , 同时也检测出 O_2 。其原理为用四个钨丝电阻臂组成电桥, 事先通过一定的电流使其发热, 达到稳定的平衡状态, 即在未输入检测气体前电桥是平衡的, 所以无输出信号; 当被检测气体流入测量臂后, 由于气体的成分和含量发生变化, 其导热系数不同, 就破坏了原来传热与散热的平衡状态, 引起钨丝的温度变化, 从而改变了钨丝的电阻值, 使电桥不平衡而输出相应的电信号。所以, 电信号的大小与被检测气体的种类及含量有关。

氢焰鉴定器是一个离子室, 室内有氢焰燃烧和一个收集电极。当被测气体进入离子室时, 就被其中氢焰燃烧的高温所电离, 并在电场作用下使离子奔向收集电极而形成电流。这一电流的大小即反映了被测气体的含量。这种鉴定器的灵敏度很高, 适用于作微量分析。但它只能直接分析在氢焰中可以电离的有机气体(如 CH_4), 而对于在氢焰中不电离或很少电离的无机气体(如 O_2 、 N_2 、 CO 、 CO_2 等), 则需要将其经过转化炉由镍催化剂转化成有机气体, 才能由氢焰鉴定器检测。

被分析的各种气体成分经过鉴定器将其含量变为电信号输出后, 再由记录仪记录下来, 并按先后秩序排列成一个一个脉冲尖峰图, 即“色谱图”, 从色谱图上就可以对被测气体进行定性分析或定量分析。

6.2 色谱分析取油样的技术要求

用色谱法分析溶于油中的气体时, 从取油样到检测分析出结果, 中间要经过一系列的操作环节, 其中每一个环节都必须按一定的技术要求进行操作, 才能保证测试分析结果的准确性。特别是对油样的采取, 必须保证所取油样确能代表被试设备本体中的油质, 而且在运送、保存过程中, 溶于油中的气体不发生变化。因此, 必须注意以下几点:

(1) 取油样的部位。对浸油设备采取油样的部位通常在设备的下底部。例如, 对变压器应由其底部放油阀取样, 不

宜在热虹吸、循环油泵或其他部位取样, 因为这些部位的油样容易受其他因素的影响。

(2) 取油样的方法。取油样时, 要尽量避免所取油样与空气接触。例如, 在变压器放油阀出油的小孔处接一根塑料软管引至油样瓶底, 使油缓慢流入瓶内, 不要使油在瓶内冲击飞溅, 直到充满油样瓶并溢出瓶口为止。油样要注满瓶, 不留空隙, 以免油中溶解气体挥发。

(3) 取样容器。一般用棕色小口玻璃瓶, 并有塑料塞或橡皮塞密封。使用前要洗净烘干。油样注满瓶后, 由于温度变化, 油样会热胀冷缩, 热胀时往往胀破容器, 收缩时又会造成真空逸出空气。为此, 可用 100mL 的注射器作为容器, 也可用具有弹性的扁金属盒(必须注意盒内壁的化学稳定性, 不能与油起任何化学反应)作为取样容器。

(4) 油样运送、保存。运送及保存油样过程中, 应避免剧烈振动, 以防溶解度小的气体(如 H_2 、 CH_4 、 CO)扩散掉。还要避光, 以免油样内发生化学反应。最好是取油样后立即进行检验, 以保证分析结果的准确性。

7 绝缘评估与寿命预测

7.1 电力设备绝缘特征量检测

电力设备绝缘老化主要是由电、热、机械和环境等因子引起的, 要对绝缘状态作出准确评价, 必须要采用各种检测方法, 以追踪探测这些因子何时达到有害的程度。如果能有效地监控电力设备中热、电、机械因子的表征参数, 则可以通过作用因子值与老化相关的经验公式的诊断与分析, 来确定其对绝缘寿命的影响。

电力设备绝缘检测过程简单地表述为: ①对电力设备进行离线或在线检测; ②用已知标准对各个测量量进行单一对比分析; ③通过专家或专家系统对测试结果进行全面分析, 给出电力设备目前绝缘状态“好”或“坏”的诊断结果; ④在可能的情况下, 对电力设备“坏”的部位进行诊断。这个过程是一个相对静态的过程, 在电力设备绝缘良好时, 专家和专家系统只能给出绝缘“好”或“需要关注”的结果, 但不能给出该设备的还能使用的时间。电力设备绝缘寿命评估是建立在对电力设备全面检测、全面分析的基础上, 以表征绝缘老化的特征量的变化规律为依据, 用数学的方法进行拟合, 得到电力设备的预期使用寿命。

现代先进的传感器、电子技术和计算机技术为电力设备绝缘的状态监测提供了很好的技术条件。但是应该认识到, 在现有的技术范畴内, 要监测电力设备内所有因子的作用是不可能的, 而必须有针对性地监测一些老化特征量。

7.2 绝缘寿命评估

按照 IEC (国际电工委员会) 的定义, 电力设备绝缘寿命的判断标准是其寿命点为绝缘击穿电压降低到初始值的 50% 的点。因此通常将剩余耐压强度下降到 50% 的点作为绝缘更新的界限, 但也有把剩余耐压强度下降到 30% 时的点作为可靠性运行的最低界限。

诊断电力设备绝缘寿命最直接的方法就是根据绝缘破坏性试验来判断, 这种判断方法只适用于类似运行状态的设备较多时, 但对于大型电力设备这种方法是可能被采用的。大型电力设备的单因子老化有如下规律可循:

(1) 热老化。对于单一因子的绝缘热老化, 可以用阿累尼乌斯定律来计算绝缘热老化率

$$D = k \exp\left(-\frac{E}{RT}\right)t \quad (6.12-31)$$

式中： k 为热老化系数； T 为老化温度； t 为老化时间； E 为活化能； R 为气体常数。

(2) 电老化。对于单一因子电老化，在外施电压较高，绝缘寿命较短的情况下（几小时到 10^4h ），绝缘平均寿命 τ 和外施电压存在反幂关系，即

$$\tau = AU^{-n} \quad (6.12-32)$$

式中： A 、 n 为常数，决定于绝缘材料特性和外施电压种类、电场分布特征等试验条件。

当电压较低、寿命较长（ 10^4h 以上）时，绝缘平均寿命可定性表示为

$$\tau = B(U - U_1)^{-m} \quad (6.12-33)$$

式中： B 、 m 为常数； U_1 为绝缘的局部放电起始电压。

(3) 机械老化。在静态机械负荷下，随着老化过程的发展，固体绝缘材料的寿命可以表示为

$$\tau = \tau_0 \exp\left(\frac{W - \gamma\delta}{kT}\right) \quad (6.12-34)$$

式中： τ 、 W 、 γ 为材料的特性参数； δ 为机械负荷应力； k 为玻耳兹曼常数； T 表示热力学温度。

对于多因子老化的情况可以采用概率模型来评估剩余寿命。在没有维修条件下，首先假设绝缘系统的劣化将分阶段进行，直至损坏。绝缘的损坏有两种类型：一种属于典型的多因子老化，是由电、热、机械和环境因子和应力水平造成的；另一种是由于未包括在典型老化范围内的原因引起的，属于随机性故障。采用马尔可夫技术将时间的非指数分布以分阶段的方法，将所有假定都放置在一个近似的状态—空间数学模型内。这种模型可以为离散型变量，也可以是连续型变量。在离散型变量情况下，该系统是通过概率 $P(i, j)$ 来描述， $P(i, j)$ 表示在 ΔT 时间内，从状态 i 转移至状态 j 过程中的概率。在连续变量情况下，该系统是通过转移率来描述的，转移率表示在一个较短时间内出现某种状态转移的次数除以这一较短的时间。

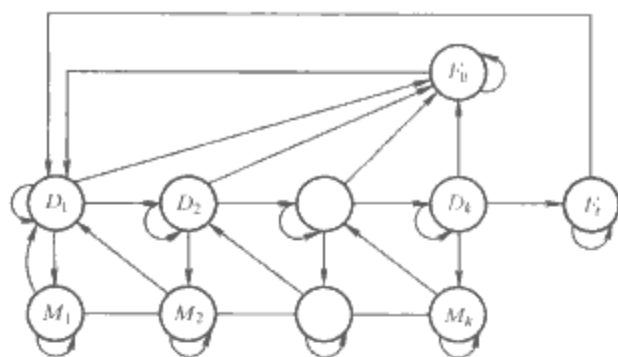


图 6.12-17 离散型马尔可夫模型

图 6.12-17 所示为绝缘剩余寿命的离散型马尔可夫模型。图中 D_1 、 D_2 、 \dots 、 D_k 代表各个劣化状态，其中 D_1 为正常（无劣化）状态； M_1 、 M_2 、 \dots 、 M_k 代表各个阶段的维修状态； F_0 和 F_1 分布代表随机破坏状态和综合劣化破坏状态。连续变量的马尔可夫模型很容易从离散型变量马尔可夫模型转换过来，只要将模型中的转移概率等效为转移率。转移率可以从一个状态到另一个状态所需平均时间的倒数来评估。

用马尔可夫模型评估电力设备的剩余寿命除可根据给定劣化状态评估剩余寿命外，还可以评估绝缘处于某一特殊劣化状态能维持多久、绝缘从现状态经过多少年后处于某一特定的劣化状态、任一劣化状态下绝缘的概率范围有多宽、每种劣化状态能观察到的频率是多少、每一劣化状态中平均维持多久等。

从理论上讲，马尔可夫模型可以运用于任何一种特定的劣化机理，但最好是用于综合的绝缘劣化问题，因为它主要考虑了单个过程对绝缘劣化的影响。模型所得结果代表基于从观察类似设备的统计所得的诸变量的平均值，从模型计算出来的剩余寿命能适应于同类设备，而对于其他类型的设备必须作出适当的调整，这种调整必须基于经验和判断。

参考文献

- [1] 冯慈璋, 马西奎. 工程电磁场导论. 北京: 高等教育出版社, 2000.
- [2] 严璋, 朱德恒. 高电压绝缘技术. 北京: 中国电力出版社, 2002.
- [3] 颜威利, 杨庆新, 汪友华, 等. 电气工程电磁场数值分析. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [4] 倪光正. 工程电磁场原理. 北京: 高等教育出版社, 2002.
- [5] 方俊鑫, 殷之文. 电介质物理学. 北京: 科学出版社, 1998.
- [6] 李翰如. 电介质物理导论. 成都: 成都科技大学出版社, 1990.
- [7] 孙月珍. 电介质物理基础. 广州: 华南理工大学出版社, 2000.
- [8] 殷之文. 电介质物理学. 北京: 科学出版社, 2003.
- [9] 张良莹, 姚熹. 电介质物理. 西安: 西安交通大学出版社, 1991.
- [10] 顾振军, 于威廉. 电介质化学. 2版. 北京: 机械工业出版社, 1993.
- [11] 刘耀南, 邱昌容. 电气绝缘测试技术. 2版. 北京: 机械工业出版社, 1994.
- [12] 雷清泉. 高聚物的结构与电性能. 武汉: 华中理工大学出版社, 1990.
- [13] 朱德恒, 严璋. 高电压绝缘. 北京: 清华大学出版社, 1992.
- [14] 邱毓昌, 施围, 张文元. 高电压工程. 西安: 西安交通大学出版社, 1995.
- [15] 张仁豫, 陈昌渔, 王昌长. 高电压试验技术. 2版. 北京: 清华大学出版社, 2003.
- [16] 梁曦东, 陈昌渔, 周远翔. 高电压工程. 北京: 清华大学出版社, 2003.
- [17] 肖如泉, 何金良. 高电压试验工程. 北京: 清华大学出版社, 2001.
- [18] [日]中野义映. 高电压技术. 张乔根, 译. 北京: 科学出版社, 2004.
- [19] 周泽存. 高电压技术. 北京: 水利电力出版社, 1998.
- [20] [瑞士]尼尔斯·赫尔顿. 高电压试验室. 余存仪, 译. 西安: 西安交通大学出版社, 1992.
- [21] [德]Dieter Kind. 高电压试验技术. 毛锡芝, 译. 上海: 上海科学技术文献出版社, 1992.
- [22] [苏]K. Ф. 斯捷潘楚克, 等. 高电压技术. 姜公超, 译. 北京: 机械工业出版社, 1990.
- [23] 关根志. 高电压工程基础. 1版. 北京: 中国电力出版社, 2003.
- [24] 贺以燕. 变压器工程技术. 北京: 中国标准出版社, 2000.
- [25] 谢恒堃. 电气绝缘结构设计原理: 下册. 北京: 机械工业出版社, 1992.
- [26] 郭喜庆. 高电压设备绝缘与故障分析. 北京: 中国电力出版社, 1995.
- [27] 蓝之达. 电气绝缘试验. 北京: 中国电力出版社, 1997.
- [28] 徐一凡. 高压电气绝缘及测试. 北京: 中国电力出版社, 1999.
- [29] 王川被. 高压电气绝缘及测试. 北京: 中国水利水电出版社, 1998.
- [30] [日]日本电气学会通信教育会. 绝缘子. 靳宝丰, 等译. 北京: 机械工业出版社, 1990.
- [31] 路长柏. 电力变压器绝缘技术. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 1997.
- [32] 徐国政, 等. 高压断路器原理及相应. 北京: 清华大学出版社, 2000.
- [33] 成永红. 电力设备绝缘检测与诊断. 1版. 北京: 中国电力出版社, 2001.
- [34] 邱毓昌. GIS装置及其绝缘技术. 西安: 西安交通大学出版社, 2005.
- [35] 罗学琛. SF₆气体绝缘全封闭组合电器(GIS). 北京: 中国电力出版社, 1998.
- [36] 凌子恕. 高压互感器技术手册. 北京: 中国电力出版社, 2004.
- [37] [苏]Г. Н. 阿列克山德洛夫. 超高压设备及其周围环境保护. 顾乐观, 孙才新, 赵文麒, 译. 重庆: 重庆大学出版社, 1996.
- [38] 孙才新, 司马文霞, 舒立春. 大气环境与电气外绝缘. 北京: 中国电力出版社, 2002.
- [39] 赵晓君. 高压直流输电工程技术. 北京: 中国电力出版社, 2004.
- [40] 刘振亚. 特高压直流输电技术研究成果专辑. 北京: 中国电力出版社, 2005.
- [41] 中国南方电网公司. ±800kV直流输电技术研究. 北京: 中国电力出版社, 2006.
- [42] 董振亚. 电力系统的过电压保护. 北京: 中国电力出版社, 1997.

第 7 篇 脉冲功率技术基础

主编单位：西北核技术研究所

西安交通大学

清华大学

国防科技大学

主 编：邱爱慈 曾正中 张乔根 钱宝良 王新新

编写人员：邱爱慈(西北核技术研究所)

曾正中(西北核技术研究所)

张永民(西北核技术研究所)

杨海亮(西北核技术研究所)

孙凤举(西北核技术研究所)

蒯 斌(西北核技术研究所)

樊亚军(西北核技术研究所)

苏建仓(西北核技术研究所)

何小平(西北核技术研究所)

陈维青(西北核技术研究所)

黄建军(西北核技术研究所)

谢彦召(西北核技术研究所)

马连英(西北核技术研究所)

丛培天(西北核技术研究所)

汤俊萍(西北核技术研究所)

邵 浩(西北核技术研究所)

王亮平(西北核技术研究所)

王海洋(西北核技术研究所)

张乔根(西安交通大学)

杨兰均(西安交通大学)

王新新(清华大学)

钱宝良(国防科技大学)

施 卫(西安理工大学)

第1章 概述

1 脉冲功率技术的内涵与特点

1.1 脉冲功率技术的内涵

脉冲功率技术是一种研究强电脉冲功率放大的技术。它以较低功率在较长的时间内储存电场或磁场能量，然后借助于各种开关进行快速能量切换、脉冲压缩、功率放大，在很短时间内将脉冲电磁能量释放到特定的负载上。

脉冲功率技术是指大功率高电压脉冲技术，与一般用于实验核物理、无线电、计算机、雷达和激光等领域中的脉冲技术不同，它们之间的根本区别在于所利用功率器件的特性和参数范围。脉冲功率技术的表征参量是：峰值电压 U_{max} 、峰值电流 I_{max} 、峰值功率 P_{max} 、平均功率 P_{av} 、脉冲重复率 f_p 及脉冲波形参数（脉冲上升时间 t_R 、脉冲宽度 t_H 、脉冲下降时间 t_p 以及脉冲作用时间 t 和幅值 A ），其参数范围为：峰值电压为几十千伏至几十兆伏；峰值电流为几个千安至几十兆安；脉冲宽度为纳秒至微秒；上升时间为皮秒至纳秒；峰值功率为几十兆瓦至几百太瓦。一般把产生峰值功率达吉瓦以上的脉冲功率技术叫做高功率脉冲技术。

脉冲功率技术基本上分为两类，一类是以单次脉冲工作方式产生单个脉冲，重点是获得高的峰值功率，又可分为高电压大电流和低电压大电流两种；另一类是以重复脉冲工作方式产生重复频率脉冲，重点是获得高平均功率和进行脉冲调制。

脉冲功率技术中常用名词的意义如下：脉冲上升时间 t_R 定义为脉冲幅值的 10% 上升至 90% 的时间；脉冲宽度 t_H 定义为 50% 幅值处的时间宽度（又叫半高宽）；脉冲下降时间 t_p 定义为脉冲幅值的 90% 下降至 10% 的时间；预脉冲定义为主脉冲前面幅值较低的脉冲，在脉冲功率装置中它是一个重要参量；占空因子 DF 定义为脉冲持续时间与脉冲重复率之积

$$DF = t_H f_p \quad (7.1-1)$$

式中： t_H 为脉冲宽度； f_p 为脉冲重复率，即每秒产生脉冲的个数 (pps)。

脉冲功率技术主要研究对象包括能量储存、高电压和大电流脉冲产生、脉冲压缩、电磁能量传输和转换，以及与此相应的器件技术、快脉冲测量技术等。

1.2 脉冲功率技术的主要特点

1.2.1 高功率及高的功率增长率

以高功率脉冲技术为基础建成的脉冲功率装置可以产生

极高的峰值功率而无需一台非常大的供电设备。目前已研制成功的装置输出峰值功率达 40TW，远高于目前全球的电网总功率（太瓦量级）。又如世界最大的发电站电功率约为 10^{10} W 量级，对于 50Hz 频率，其功率增长率 P_{max}/t_R 为 2×10^{12} W/s，远远低于一般脉冲装置所能达到的功率增长率，现代大型和巨型脉冲功率装置的功率增长率已达到 $10^{18} \sim 10^{20}$ W/s，而拟建装置将达到 10^{21} W/s。

1.2.2 非线性效应

在脉冲功率技术中，高的峰值功率会引起诸多非线性效应，如脉冲功率开关在工作过程中呈现一种负阻抗效应，即峰值功率越高，开关上的压降越低；又如材料或介质在高功率下会超出其线性极限。在脉冲功率装置中可以利用非线性效应及相关理论，为大型脉冲功率装置设计及复杂问题分析和解决提供依据。

1.2.3 时间特性

在脉冲功率技术中，由于脉冲作用时间足够短，以致一些物理过程来不及发生，具有明显的时间效应。如介质击穿过程需要一定的时间，因此脉冲电压下介质的击穿场强要比直流下高得多，从而同样输出电压的脉冲功率装置尺寸要比直流设备小许多，而且脉冲作用时间越短，介质击穿场强越高，在脉冲功率装置中常利用这一特性，通过多级脉冲压缩获得快上升前沿和高幅值的脉冲；又如在二极管的设计中总是利用电子束或离子束的产生与阴、阳极等离子体形成及运动速度之间的时间差异，有效引出电子束或离子束，获得高的能量转换效率等。

1.2.4 绝热特性

脉冲功率装置中，能量的释放和传输都在瞬间完成，因此在脉冲作用期间可以看成绝热过程。单次脉冲或低重复脉冲的装置散热很少，不需要考虑散热问题。

2 脉冲功率装置

2.1 脉冲功率装置的基本构成

脉冲功率装置的主机基本上由脉冲功率驱动源和负载系统两大部分组成，其中脉冲功率驱动源包括初级储能和脉冲产生、脉冲储能、脉冲成形和压缩、脉冲传输与阻抗匹配，如图 7.1-1 所示。其主要工作过程：由初级能源供电，以相对慢的方式储存能量，然后通过开关产生高电压或大电流脉冲，同时快速传递给脉冲储能部件，再通过开关将脉冲成形和压缩，由传输线

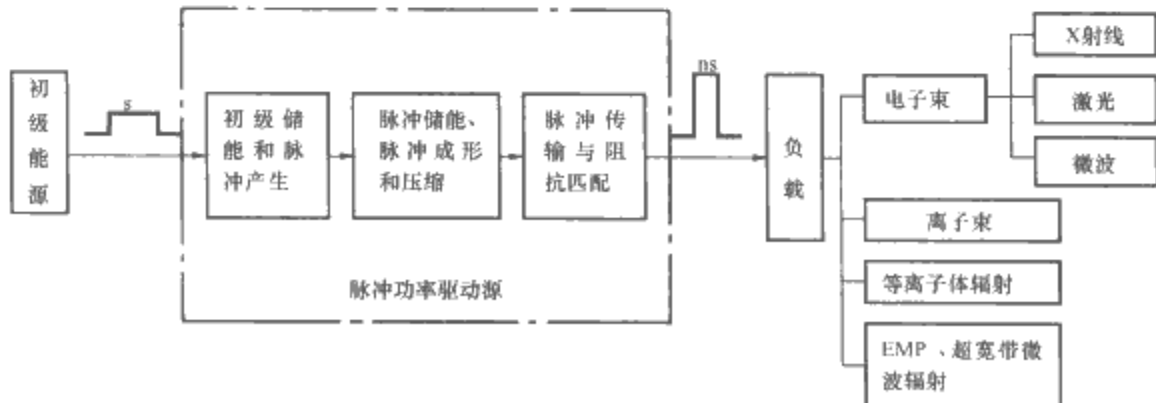


图 7.1-1 脉冲功率装置的一般构成

将脉冲电磁能量传递给负载。脉冲功率驱动源的复杂程度和造价主要决定于负载的要求和驱动源中部件的性能。

脉冲功率装置除了主机系统外,还必须配置辅助系统。辅助系统包括初级能源、控制和触发系统、水处理系统、油处理系统、脉冲磁场系统、真空系统、参数测量和记录系统等。以“闪光二号”强流脉冲电子束加速器为例,单台装置的结构框图如图 7.1-2 所示,图 7.1-3 是它的外貌照片。参数测量包括脉冲电压、电流、束流以及脉冲电场、磁场测量等,这些将在第五章作详细介绍。触发系统在脉冲功率装置中非常重要,它关系到开关的性能、装置的同步可靠运行。触发系统一般有激光触发系统和电触发系统。电触发系统是最常用的,它是由一台或多台小型脉冲功率装置组成,其参数由被触发开关的要求决定。在脉冲功率装置中,要求开关具有低的自放电概率和低的击穿时间抖动,但是这两者是相互矛盾的。要求低的自放电几率,需要选择开关工作电压与自击穿电压之比(叫做工作系数)小于 50%~60%,但却使开关的击穿延迟时间和抖动大大增加,因此为减小开关击穿时间的抖动,需要触发器输出快上升时间和高幅值的电压脉冲,即高 dU/dt_R , 希望达到 10kV/ns 以上。初级能源中直流充电电源、大功率恒流充电电源最常用,尤其是高电压大功率恒流电源,对于保证巨型脉冲功率装置和重复频率脉冲功率装置的可靠稳定运行非常重要。另外还有几种初级能源,如补偿式脉冲发电机、单极发电机、机械飞轮等。

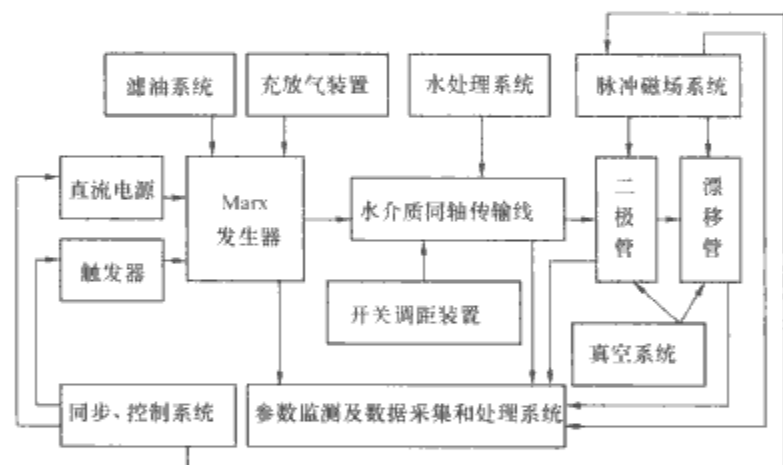


图 7.1-2 “闪光二号”加速器结构框图

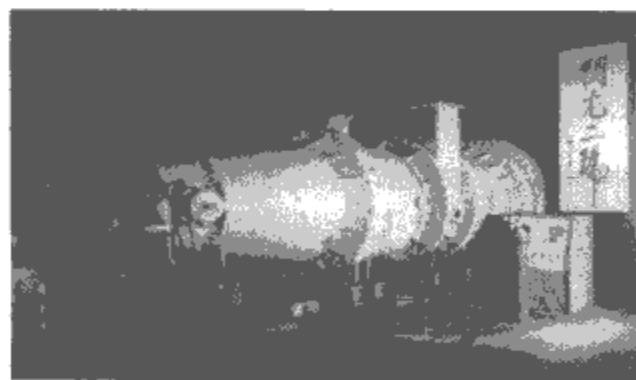


图 7.1-3 “闪光二号”加速器照片

单次工作方式的脉冲功率装置为了获得大的脉冲电流,需要采取多台装置并联的工作方式,并要实现多路功率汇聚,这对开关同步工作要求很苛刻,由于激光触发开关和磁绝缘传输线技术的发展及应用,使其成为了可能。代表装置是美国圣地亚国家实验室(SNL)在 1986 年建成的 PBFA-II,在 1997 年改建成 Z 装置,如图 7.1-4 所示。它由 36 路并联组成,每一路由 Marx 发生器、水介质传输线(包括中间储能电容器、激光触发开关、脉冲形成线和传输线及相应的开关)组成,然后通过真空磁绝缘线将形

成的电脉冲传输并汇聚到负载上,其输出电压 2MV、电流 20MA。今后的发展趋势将要使输出电流达到 50~90MA。而要获得高的电压,则利用磁感应原理将多路脉冲功率源输出的脉冲电压叠加(叫做感应电压叠加器 I VA)。最典型的代表装置是美国圣地亚国家实验室的 HERMES-3,如图 7.1-5 所示。它于 1989 年建成,共有 10 个 156kJ、2.4MV 的 Marx 发生器;20 个 19nF、2MV 的水介质中间储能电容器、20 个激光触发气体开关;80 条水介质脉冲形成线和传输线,每条水线 1.1MV、220kA、40ns、5Ω;4 条水线并联给一个感应腔供电,共 20 个感应腔,在真空磁绝缘线中心导体上串联相加获得 20MV、800kA、40ns 脉冲加到二极管负载上。

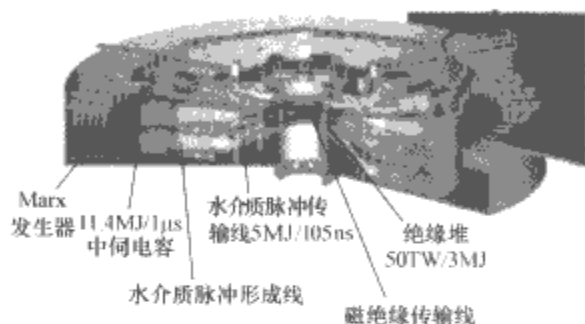


图 7.1-4 美国圣地亚国家实验室的 Z 装置

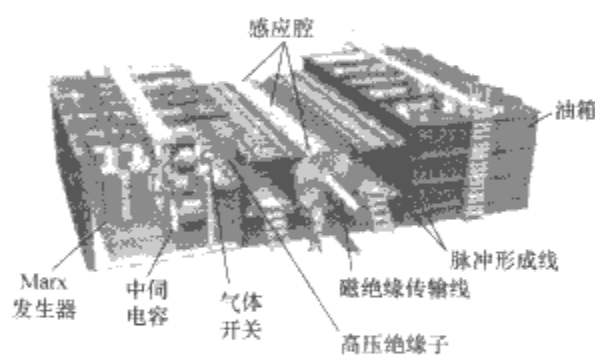


图 7.1-5 美国圣地亚国家实验室的 HERMES-3 装置

2.2 初级储能和脉冲产生系统

初级储能和脉冲产生系统的主要作用是储存初级电磁能量,通过开关和不同的电路、结构的组合产生微秒或更慢的大电流脉冲或高电压脉冲。

在脉冲功率装置中最常用的初级储能和脉冲产生系统主要有脉冲电容器组、Marx 发生器、直线型脉冲变压器(LTD)、特斯拉(Tesla)脉冲变压器、爆磁压缩脉冲发生器等。其中 Marx 发生器和直线型脉冲变压器是大型脉冲功率装置中最常用的两种初级储能系统,比较适合单次高功率工作方式,而脉冲重复率不高,一般只能工作在较低的平均功率水平下。表征它们性能的主要参量是储能、输出电压、输出电流、特征放电时间常数 $\tau = \sqrt{L_m C_m}$ (L_m 为发生器的等效串联电感; C_m 为发生器的串联电容,又叫建立电容)、每兆伏的电感量、建立时间(定义为第一级开关动作至最后一级开关动作的时间)及其抖动、自放电概率、工作寿命(一般用放电次数表示)等。

2.2.1 脉冲电容器组

脉冲电容器组是最基本的储能方式,主要用于产生低电压(一般为几十千伏)、大电流(几十千安至几百千安)脉冲,脉冲上升时间为几微秒至几毫秒,当需要输出更大电流时,

常采用多个模块并联。大多数电容器组都用来直接驱动负载,如脉冲电容器组常作为等离子体焦点装置、脉冲强磁场、电磁发射装置、泵浦激光的脉冲供电电源等。

2.2.2 Marx 发生器

Marx 发生器的工作原理与高电压工程中冲击电压发生器原理相同,即电容器并联充电、通过开关串联放电,获得高电压脉冲。由于用途不同,其根本区别在于输出电压波形不同。在大型脉冲功率装置中 Marx 发生器的负载一般是液体介质的电容,介质的击穿强度和开关特性要求发生器有快的放电时间,在发生器储能确定的情况下,需要重点解决高电压与低电感之间的矛盾,尤其对负载为水介质电容的发生器。通过几十年的努力,发生器的线路、结构、器件等在降低电感方面都有很大进步。今后发展趋势是进一步减小 Marx 发生器的串联电感,从而减小其放电特征时间常数,提高输出电流,以达到大大简化或完全省去脉冲储能和压缩系统的要求,可直接向最终的负载系统供电。

2.2.3 直线型脉冲变压器

直线型脉冲变压器(LTD)是近 30 多年来发展起来的一种新技术,它是一种 1:1 的变压器,一次侧采用电容并联充电和并联向一次侧线圈放电,结构上以直线式排列串联,在二次侧感应出的脉冲电压线性相加,所以叫直线型脉冲变压器。它与 Marx 发生器相比,具有结构紧凑、不需要庞大的变压器油系统、能量利用率高、易于实现模块化、回路电感较小和工作可靠性比较高等优势,但也存在技术复杂,增大电流受变压器磁心饱和限制,需要较庞大的触发系统等劣势。如“强光一号”装置中初级储能系统是一台 LTD,其外形如图 7.1-6 所示,标称储能 450kJ、输出电压 3MV、储能密度约为 $15.6\text{kJ}/\text{m}^3$,比“闪光二号”的 Marx 发生器储能密度约高一个量级($1.5\text{kJ}/\text{m}^3$)。直线型脉冲变压器近些年发展很快,有可能成为大型脉冲功率装置中首选的初级储能系统,发展方向是要尽可能减小其特征放电时间常数。



图 7.1-6 “强光一号”装置外形图

2.2.4 特斯拉脉冲变压器及其他脉冲变压器

特斯拉脉冲变压器是一种电感耦合回路的谐振变压器。它通过一、二次侧两个电感电容振荡回路组成的系统来转换电压,在次级电容上得到高压脉冲,再通过开关快速向负载放电,获得纳秒脉冲高压。1981 年俄罗斯强流电子学研究所提出并研制成功了将脉冲形成线与特斯拉变压器做成一体结构的脉冲功率装置,脉冲形成线的电容作为变压器的次级电容,从而使特斯拉变压器在中小型的脉冲功率装置中得到广泛应用,其输出电压可达兆伏量级,脉冲宽度可从亚纳秒至几十纳秒。它的主要特点是结构紧凑、易小型化,适合重复脉冲工作。另外,一般的脉冲变压器在小型脉冲功率装置中也常作为初级储能和脉冲产生的主要部件,如在全固态脉冲功率源中应用。对一些小型脉冲功率装置,为了直接产

生纳秒脉冲高压,也可采用同轴绕组变压器(小于 100kV)或多段同轴电缆变压器(几百千伏以下)。

2.2.5 爆磁压缩脉冲发生器

爆磁压缩脉冲发生器是将化学能转变为电磁能的装置,属于一次性使用的脉冲产生和功率放大装置,其输出脉冲上升时间一般在微秒以上,若要获得纳秒脉冲尚需要进一步压缩脉冲。

2.3 脉冲储能、压缩和传输系统

脉冲储能、压缩和传输系统的主要作用是将初级系统产生的电压脉冲或电流脉冲压缩和成形,达到负载所要求的脉冲波形,实现功率放大(电流放大或电压放大),并将脉冲电磁能量传输给负载。脉冲储能是指储能部件在脉冲工作方式下储存能量,一般可分为电容储能、电感储能和电容电感混合储能。脉冲压缩是通过闭合开关或断路开关快速释放脉冲储能部件中的电磁能量实现的。脉冲电磁能传输和汇聚一般由水介质传输线和真空磁绝缘传输线完成,或者采用感应电压叠加器获得更高电压脉冲。

2.3.1 电容储能方式

电容储能是脉冲功率装置中最早采用也是应用最普遍的一种储能方式,储能元件一般采用传输线,可分双同轴线、单同轴线、平板型传输线和螺旋型传输线。在大型脉冲功率装置中常采用前三种传输线结构,并用液体介质(油、水等)作为绝缘介质。

双同轴线又叫布鲁姆莱因传输线,它是根据传输线短路时电压极性会改变的原理而提出的,在 20 世纪 60 年代初,由英国原子武器研究中心将该技术应用于脉冲功率装置,从而开创了脉冲功率技术的新局面。布鲁姆莱因传输线比较适合高阻抗负载,一般用变压器油作为绝缘介质,在与负载阻抗匹配的条件下,理论上可以获得与充电电压幅值相等的纳秒脉冲,电压幅值可达到几兆伏至十几兆伏,典型的装置是“AURORA”,其输出电压 15MV、脉冲宽度 120ns,4 台并联,电流为 $4 \times 400\text{kA}$,是国际上布鲁姆莱因传输型中电压最高的脉冲功率装置;中国工程物理研究院自行研制成功的“闪光一号”装置也是双同轴线装置,其输出电压 8MV、脉冲宽度 80ns、电流 100kA,主机长 26m、宽 6m、高 6.5m,外形照片如图 7.1-7 所示。

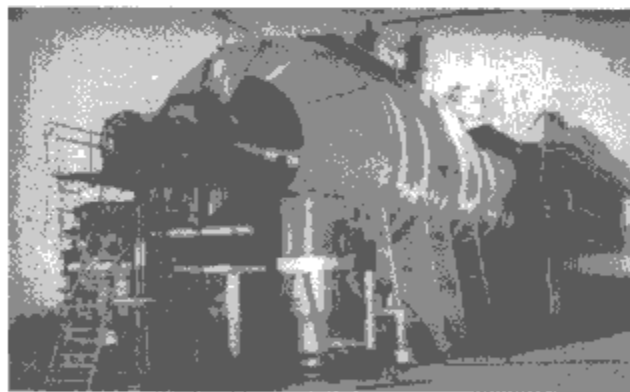


图 7.1-7 “闪光一号”装置照片

采用去离子水作为传输线的绝缘介质,是 20 世纪 70 年代才发展起来的技术,水介质传输线的成功应用是脉冲功率技术发展中的又一个里程碑。它适合低阻抗负载,阻抗可以做到小于 1Ω ,从而可以获得大电流脉冲。对单同轴线,在与负载阻抗匹配的条件下,理论上可以获得充电电压幅值一半的纳秒脉冲,而电流幅值可以达到几百千安到兆安培。因此对于水介质传输线储能方式,它是通过降低电压,实现脉冲压缩、电流放大,从而获得高功率脉冲的,这就要求初级

储能系统有较高的电压脉冲输出。在低阻抗高功率脉冲装置中,脉冲储能、压缩、传输系统(可以统称为水介质传输线)往往十分庞大,其造价和体积大约占整个脉冲功率装置的70%以上,其复杂程度主要取决于初级储能系统的特征放电时间常数、负载要求(包括脉冲宽度、上升时间、预脉冲、阻抗)以及所采用开关的性能,如负载为低阻抗二极管,要求脉宽为几十纳秒,上升时间快、预脉冲电压小(千伏量级),阻抗低(欧姆量级);而 Marx 发生器或 LTD 对水介质传输线的充电时间一般在微秒量级。因此为了满足负载的要求,常采用几级水线和相应的开关串联,通过选择合适的开关击穿时间和水线尺寸来形成和压缩脉冲,陡化脉冲前沿、减小预脉冲电压。如“BLACKJACK5”是国际上单台输出电流最大(达5MA)的脉冲功率装置,水介质传输线部分的结构也最庞大、复杂,共有5级水线和4个开关串联组成。多级水线串联的结构还可以通过调整开关击穿时间和几级水线之间的组合,实现输出脉冲宽度的调节。

最后一级水线叫输出线,或叫传输线,其作用除了传输电脉冲功率外,还可实现阻抗变换,或改变脉冲极性和结构,使其阻抗与负载等效阻抗相匹配,或极性、结构与负载相一致。如 PBFA-II 装置,在这一级水线上实现了倒向(将负极性脉冲改为正脉冲)和由同轴型转变为平板型传输线的转换,并使输出电压串联相加,将输出电压提高一倍。

2.3.2 电感储能及混合储能方式

在20世纪60年代由俄罗斯技术物理研究院提出并建成了世界上第一台输出功率大于0.1TW的基于电感储能的脉冲功率装置 ИГУР-1。它基本工作过程是由作为初级储能部件的 Marx 发生器向螺旋电感线圈放电,当电流达到最大值时,电爆炸导体开关启动,由它截断电流或者急剧降低电流,导致在电感中产生电动势,通过一个闭合开关将电压脉冲加到负载上。ИГУР-1 装置采用空气绝缘,Marx 产生器的输出电压0.96MV,而在负载上的电压达到3.1MV,脉冲宽度100~500ns。后来又建成了 ИГУР-2、ИГУР-3 装置,并发展了二级压缩技术。而1999年建成的“强光一号”装置其中一路也是基于电感储能原理,但初级储能部分为直线型脉冲变压器。

在20世纪70年代末,由于采用了等离子体断路开关(POS),电感储能技术得到了进一步的发展,最初由美国海军实验室应用于 GAMBLE-I 和 GAMBLE-II 装置,在水介质传输线末端,即真空同轴传输线上加等离子体断路开关,真空传输线作为储能电感,用来减小在二极管负载上的预脉冲电压、陡化脉冲前沿和提高输出峰值功率,这实际上是一种电容电感混合的脉冲储能方式。当“强光一号”装置需要输出窄脉冲和负载在高阻抗工作状态时,也采用了这种方式,使输出脉冲从80ns压缩到20~30ns。电压倍增到5~6MV。最有代表性的装置还有美国 TITAN 公司1997年建成的 DECADE 装置,其脉冲储能和压缩部分采用水介质中间储能电容器、电触发气体开关、水介质输出线、作为储能电感的真空磁绝缘传输线、等离子体断路开关。它的主要特点是取消了脉冲形成线,脉冲压缩最后阶段采用电感储能和等离子体断路开关压缩技术,中间储能电容器和输出线的作用主要是减少等离子体断路开关传导电流的时间,如 Marx 发生器直接向储能电感和 POS 放电时,POS 中的电流传导时间将达到微秒,而现在只有百纳秒,从而使 POS 能适应目前的运行要求。

电感储能技术发展中非常重要的一步是俄罗斯强流电子学研究所 B. M. Kovalchuk 提出的想法,即在 Mrax 发生器

后面直接采用真空磁绝缘同轴线作为电感储能部件和具有微秒传导电流能力的等离子体断路开关,并于上世纪80年代末建成 ПИТ-4,它由4路并联组成,每一路由 Mrax 发生器通过真空过渡绝缘子接到真空同轴线,等离子体断路开关和负载安装在远离绝缘子的一端。在此基础上又研制了 ПИТ-16 装置,装置总储能8MJ,由16路并联组成,目前运行在12路并联的工作状态下,最大输出电流7MA。而俄罗斯库尔恰托夫研究所也研制了可重复脉冲运行的这类电感储能装置 RS-20。

20世纪80年代,俄罗斯电物理研究所提出了利用高压半导体整流器研制几十吉瓦功率兆伏级电压的高功率纳秒断路开关电感储能系统的可行性,并致力于这一技术的发展。半导体断路开关与等离子体断路开关和电爆炸导体开关相比,具有形成纳秒脉冲简单、脉冲参数稳定、在开路状态下具有很高阻抗、可以在重复脉冲方式下工作等特点。因此基于半导体断路开关(SOS)的电感储能技术适合用于低储能和中等储能水平($10^3 \sim 10^5$ J)、尺寸紧凑的脉冲功率装置,并为建立全固态的重复频率脉冲功率装置开辟了新道路。

2.3.3 电感储能与电容储能方式比较

电感储能系统中获得高功率脉冲是利用几级真空同轴传输线或线圈和几个断路开关并联来实现电压和功率放大,因此要求初级储能系统有较低电压、较大电流,而在输出端可以实现电压倍增,达到几倍至十几倍,这样更适宜实现高压输出。在电容储能系统中,为了获得快上升时间和大电流脉冲,需要尽可能地降低部件的电感,而在电感储能系统中却可利用这些电感作为储能元件。对于同样的输出电压,采用电感储能技术,整个装置比电容储能有较小的尺寸,较轻的质量和较少的经费。如电容储能的“闪光一号”装置其主机长26m、宽6m、高6.5m、总重量600t,而输出指标与其相当的电感储能的 ИГУР-3 装置高7m、直径2m。

当采用真空同轴线作为储能电感时,由于真空绝缘子远离二极管负载,并且在电感充电期间处于较低电压,从而可以提高绝缘子工作的可靠性。在电感储能系统中,可以比较方便地通过 POS 参数或电爆炸导体开关参数,如改变电爆炸导体长度和丝的根数,比电容储能在输出电压、脉冲宽度、上升前沿等方面有更大的调节范围,如 ИГУР-3 脉冲宽度的变化范围为15~150ns,“强光一号”在长脉冲状态下,脉冲宽度的调节范围为100~400ns。对电容储能,提高能量密度受到电气击穿的限制,而电感储能其能量密度只受导体材料机械强度的限制,因此电感储能密度可以比电容储能高得多。

不同储能方式的脉冲功率装置所需经费有很大差别,其中电容储能方式最贵,电感储能方式次之,而由初级储能系统(如 LTD)直接驱动负载的装置更经济。

尽管电感储能方式有许多优点,但由于断路开关的理论及技术均比闭合开关复杂,其成熟程度及应用广泛性目前都不如电容储能系统,需要在断路开关技术方面进行深入研究。

2.3.4 真空磁绝缘传输线

真空磁绝缘传输线除了可以作为储能电感外,其主要作用是汇聚和传输电磁能量。因为在脉冲功率装置中负载常处于真空中,水(油)介质传输线中的电磁能量需要一段真空线将它馈送到负载上。真空传输线与一般传输线不同,当波在真空传输线中传播的功率密度达到一定值时,其负电极上的电场将超过产生爆炸电子发射的阈值,因此需要考虑电子流与电磁脉冲沿传输线一起传播的问题。为了传输高的功率密

度,真空传输线必须满足磁绝缘条件,称为真空磁绝缘传输线。对多路并联工作的脉冲功率装置,必须考虑真空磁绝缘传输线的组合连接问题,常采用三维汇聚器。多路脉冲发生器的同步工作非常重要,由于不同步性将引起脉冲宽度增大和磁绝缘破坏,大大降低能量传输效率。

真空磁绝缘传输线将二极管负载与脉冲功率源从物理上分开,可以提高装置的可靠性。

2.4 负载系统

负载系统的作用是实现脉冲电磁能量的转换,不同用途的脉冲功率装置有不同的负载系统,本篇主要介绍基于爆炸场致发射二极管和等离子体辐射负载。

2.4.1 基于爆炸发射阴极的二极管负载

基于爆炸发射阴极的二极管将电磁能量转换成粒子束动能,它与一般二极管的不同之处主要在于存在阴极等离子体和阳极等离子体,阴极等离子体是一个强电子发射源,这种二极管可以产生很大的电子束流,同样阳极等离子体是一个强离子发射源,可以产生很强的离子束流,因此,这种二极管又叫双向流二极管。电子流和离子流受到空间电荷限制,利用等离子体运动速度与电子速度和离子速度的差异,可以引出电子束或离子束,也可以利用电子束与等离子体相互作用,满足不同的应用需求。阴极等离子体形成时间又叫二极管启动时间,工程上它定义为脉冲电压加到二极管阴、阳极间至二极管产生可观测到电流的时间,是表征二极管性能的一个重要参数。阴极等离子体层形成时间与阴极材料、表面状态、阴阳极结构和间距、作用的电压幅值和脉冲上升时间等因素有关。阳极等离子体主要由电子轰击阳极材料产生,它的形成与阳极材料、入射电子束能量、阳极表面状态有密切关系。为了使二极管稳定、可靠工作,电磁能转换为粒子束动能的效率高,要求阴极等离子体形成时间短,并抑制或减慢阴、阳极等离子体的运动。对于预脉冲电压,应限制在其作用时间内不产生阴极等离子体或即使产生了等离子体也不能使阴阳极间距有明显变化,因此对微秒作用时间的预脉冲电压要尽量抑制到最小;而对于纳秒作用时间的预脉冲电压,在极间距离较大、宏观电场不很高或脉冲宽度较窄且上升时间较慢的情况下,可以利用它来减小阴极等离子体形成时间,使二极管尽快启动,但必须严格控制好参数。

尽管对这类二极管的物理认识还远远不够,但人们已研制了各种类型的二极管,并在工程上得到成功应用。按阻抗类型分有高阻抗二极管和低阻抗二极管,这类二极管的阻抗是随时间变化的,呈非线性。在工程上,一般定义为二极管阴、阳极间隙上的峰值电压除以所对应的电流值为二极管阻抗,对小于 10Ω 的二极管叫低阻抗强流二极管。按产生粒子种类分有强流电子束二极管和离子束二极管。当作为电子束二极管时需要抑制离子流,而作为离子束二极管时需要抑制电子流。通常通过设计不同的结构参数、阳极材料等来获得不同的粒子流,如采用磁绝缘结构来抑制电子流,以获得高的离子束产生效率。按二极管的结构分有大面积电子束二极管、聚焦型电子束二极管、串接二极管、同轴二极管等。这里所提的大面积二极管是指阴、阳极间距离远小于电极本身几何尺寸的二极管,可分为两类。一类是阴极上电流密度较低,电流不超过其自磁场引起的电子轨迹发生明显弯曲的临界电流,电子束不出现箍缩,可以获得大面积的电子束;另一类是阴极电流密度较大,电流远远超过临界电流,电子束出现聚焦,成为聚焦型二极管,因此必须外加纵向磁场,才能获得均匀的大面积电子束。

表征爆炸场致发射二极管性能的主要参数有二极管间隙电压和脉宽、二极管总电流和脉宽、电子束流和脉宽、离子束流和脉宽、二极管启动时间、二极管电感、纵横比(定义为阴极半径与阴阳极间距离之比,即: R_c/d),阴极形状几何因子、二极管阻抗曲线、阴阳极等离子体运动速度等。

2.4.2 等离子体辐射负载

等离子体辐射负载主要包括 Z 箍缩负载和等离子体焦点负载。

(1)Z 箍缩负载主要包括金属丝阵、(空心)圆柱状的气流、金属箔制成的环形套筒等,初始状态属于电感型负载。其工作原理大致是:脉冲大电流通过负载放电,使其加热电离形成柱对称等离子体,在轴向大电流产生自磁场的洛伦兹力作用下,等离子体向轴线作内聚运动发生自箍缩(Pinch),最终在对称轴附近滞止,动能转换成内能,最后转换为强的 X 射线辐射能。因等离子体的终态形状为沿轴线的线状流体,所以叫 Z 箍缩,以区别角向电流引起的箍缩(θ 箍缩)。Z 箍缩可以分为两类,即慢 Z 箍缩和快 Z 箍缩。慢 Z 箍缩是指驱动电流脉冲上升时间大于微秒的 Z 箍缩,快 Z 箍缩是指驱动电流脉冲上升时间为百纳秒的 Z 箍缩。慢 Z 箍缩主要采用质量较重的负载,如金属箔套筒,而快 Z 箍缩主要采用较轻的负载,如金属丝阵列,圆柱状气流柱。

快 Z 箍缩的特征参数主要有负载的长度 $l(\text{cm})$ 和初始半径 $r_0(\text{cm})$;压缩比 r_0/r_f , r_f 定义为等离子体柱箍缩到最终的半径;单位长度的线质量 $\hat{m}(\text{mg}/\text{cm})$;驱动电流峰值 $I_{\max}(\text{MA})$;电流达到峰值的时间 $t_{\max}(\text{ns})$;聚爆时间 $t_{\text{imp}}(\text{ns})$,定义为驱动电流起始至等离子体箍缩到轴心滞止的时间(在实验中常用测量驱动电流起始至 X 射线峰值时间来确定 t_{imp});最大电压 $V_{\max}(\text{MV})$;箍缩表面的最大磁场 $B_{\max}(\text{T})$;负载初始参数定标常数 A 和内爆最大动能 $E_k(\text{MJ})$ 。其中 A 和 E_k 表示如下

$$A = \frac{\mu_0 I_{\max}^2 t_{\max}^2}{4\pi \hat{m} r_0^2} \quad (7.1-2)$$

式中: μ_0 为真空磁导率。

$$E_k = \frac{1}{2} m_{\text{imp}} v_{\text{imp}}^2 = a I_{\max}^2 \ln(r_0/r_f) \quad (7.1-3)$$

式中: m_{imp} 、 v_{imp} 分别为等离子体聚爆的质量、速度; a 为与 A 脉冲电流波形及压缩比有关的参数。

表征 Z 箍缩等离子体辐射性能的主要参数为辐射总能量 E_x 、电能转换成辐射能的效率 η_x 、辐射功率 P_x 、X 射线波形(包括上升时间、底宽、半高宽)、X 射线能谱等。按照 0 维薄壳模型,当负载初始定标常数 A 确定后,等离子体内爆过程和产生的辐射也就基本确定了,但实际上远非如此,因为 Z 箍缩的物理过程十分复杂,即使 I_{\max} 、 t_{\max} 、 \hat{m} 、 r_0 相同,辐射特性却相差很大,因此如何获得驱动源与负载的最佳匹配状态,达到高的辐射能量转换效率和辐射功率放大,以及所需要的其他辐射参数,仍在深入研究中。

(2)等离子体焦点是由脉冲电流向气体放电形成的箍缩,也是一种轴向箍缩,但最后成一个焦点。与喷气 Z 箍缩负载不同的是当脉冲电压加到充以气体的同轴阴阳极间时,击穿先沿着环绕内电极根部的绝缘子表面产生,并在阴极—电介质—气体三结合处产生放电,所形成的电流在三结合点区域引起金属微爆炸,形成等离子体,随着电流的增加,其自身磁场的洛伦兹力使等离子体层从绝缘子表面被拉断,并开始将它推向电极系统开口端,最后在同轴电极系统的开口端等离子体层被径向压缩,并很快地塌缩在轴上。这个过程可以分成三个阶段:击穿和等离子体形成阶段;等离子体加速和

运动阶段；箍缩的崩塌和焦点形成阶段。

2.5 脉冲功率装置中的器件

2.5.1 电容器和电阻

脉冲电容器是脉冲功率装置中最基本的元件，主要用于初级储能系统中。对电容器的基本要求是它的固有电感和尺寸小，电容量稳定，寿命长。依据脉冲功率单次和重复脉冲工作的方式，对电容器也要求有这两种工作方式。对单次或重复频率不高的电容器主要向两个方面发展，一种是对较慢的放电，放电时间一般为几百微秒至毫秒级，主要要求其具有高的能量密度，目前国际上已做到约 $3\text{MJ}/\text{m}^3$ 。另一种是实现快放电，放电时间为几百纳秒至微秒级，因此除了要求高的能量密度外，还要求具有极低的电感，目前已做到的电容器能量密度约 $170\text{kJ}/\text{m}^3$ 、电感 20nH 、放电时间 370ns 。电容器的寿命与其工作电场强度、直流击穿电压、介质厚度、反向电压、电路品质因素及工作方式等因素密切相关。在多数情况下，脉冲功率装置中的电容器都会出现电压反转，最大反向电压可以大于 80% 的正向电压，因此在装置设计中必须考虑到这种情况，并根据设计要求选择合适的电容器和运行参数，为了延长电容器寿命，一般应控制电容器上电压反转率在 20% 以内。

电阻在脉冲功率装置中主要用来充电、触发、放电负载、测量等。应满足以下要求：在一定范围内，电阻值与电压和频率无关；电阻的寄生电感和分布电容要小，耐受高电压、高功率，而且应该是热稳定的。常用的电阻有碳膜电阻、金属膜电阻、组合电阻，以及用氯化钠、硫酸铜或其他盐类配置的水溶液电阻等。

2.5.2 开关

开关是脉冲功率装置的核心部件。按功能分有闭合开关和断路开关两类。开关种类繁多，按介质种类分有气体开关（高压气体和低压气体）、真空开关、液体开关、固体开关，按结构分有二电极开关、三电极开关、四电极开关、轨道开关和多级多通道开关，按触发方式分有自击穿开关、电触发和光触发开关，按工作方式分有直流电压下工作、单次脉冲工作和重复脉冲工作。对断路开关还有电爆炸导体开关、等离子体断路开关、交叉场开关和机械旋转开关等。另外，还有半导体开关、磁开关等。表征开关性能的主要参数有开关自击穿电压 U_B 、开关工作系数 m （定义为开关工作电压 U_0 与自击穿电压 U_B 之比）、自放概率 P_s 、开关击穿时延 t_d 和抖动 t_j （即 t_d 的分散性）、开关传导电流 I_s 和传导电荷 Q_s 、开关导通时间 t_p 和断开时间 t_0 、开关截断电阻 R_0 、开关时间常数 τ_s （包括开关电感引起的时间常数 τ_L 和开关火花通道电阻引起的时间常数 τ_R ）、开关动态工作范围 η （定义为 $Z = \frac{U_B - U_{\min}}{U_B} \%$ ， U_{\min} 为开关最小的击穿电压）、脉冲重复率 f_p 、寿命 N_s （放电次数或传导电荷数）、开关体积 V_s 和重量 W_s 等。不同类型的开关，参数都有一定的使用范围，而对用于不同应用目的的脉冲功率装置，对开关的要求也有所不同，随着脉冲功率技术向更高功率和高脉冲重复率方向发展，对开关提出了越来越高的要求。每一种开关技术突破都会大大推动脉冲功率装置发展，出现新原理新结构，因此新的开关仍在不断探索，开关技术仍在不断发展。

2.5.3 脉冲功率装置中采用的电介质

脉冲功率装置中常采用的电介质主要有六氟化硫 (SF_6)、干燥空气、氮气 (N_2) 和氢气 (H_2) 等气体和真空、变压器油、去离子水、甘油、蓖麻油等液体介质以及有机玻璃、尼龙、

聚乙烯、聚氨基甲酸酯、交联聚苯乙烯和环氧树脂等固体绝缘介质。快脉冲作用下的介质击穿机理研究和实验数据还远远不够，目前工程上普遍采用 J. C. Martin 通过实验总结出的经验公式，实验表明介质的击穿场强与脉冲电压作用时间、极性和电极尺寸有关，尤其是对脉冲作用时间有强烈的依赖关系。固体电介质沿面闪络电压远小于其体击穿电压，因此成为脉冲功率装置中的绝缘薄弱环节，其中以真空中固体沿面绝缘最为薄弱。电介质材料和绝缘结构严重制约大型超高功率和小型、紧凑型的脉冲功率装置的发展，因此需要深入研究，并研制绝缘性能优良的电介质材料。

3 脉冲功率技术应用简介

脉冲功率技术是由国防科研需要而开始发展起来的一门新学科，经过四十多年的发展，它在国防科研、高新技术研究和民用工业等领域得到越来越广泛的应用。

3.1 核辐射模拟

核爆炸时释放巨大能量并伴随产生 γ 射线、X 射线、中子、电磁脉冲等强烈辐射。这些辐射对各种目标造成直接或间接的影响、损伤和破坏，例如对导弹核武器、飞机和卫星等航空航天器、舰船、武器装备、军事设施、首脑机关和指挥控制系统，以及民用通信、广播、电力等系统和设施都会造成不同程度的瞬时或永久损伤和破坏。由于目标结构、成分差异很大，因此核爆产生的效应也十分复杂，除了在和有限的核试验现场中进行试验测试外，还需要通过各种模拟手段进行试验研究，通常需要建立相应的核爆炸模拟设备，以突出某种效应。进行核爆炸效应模拟试验的优点是比实际核试验投资少，易于操作和控制，可以根据需要进行某一种效应试验，而且可以重复进行，这样便能对该效应进行细致的规律性研究，并有利于保密。在缺少核试验的条件下（如禁止核试验后），建立各种模拟设备，在模拟设备上进行效应实验是唯一可行的方法。脉冲功率技术也正是在这样的需要背景下得以迅速发展的。

3.1.1 核爆瞬发 γ 射线模拟器

核爆产生的 γ 射线约占核爆炸总能量的 1.5%，光子能量 1MeV 以上，具有很强的贯穿能力，对电子元器件和电子系统的损伤明显。主要是电离效应，包括剂量率效应和总剂量效应。 γ 射线效应对辐射脉冲宽度和上升时间很敏感，但对能谱相对不敏感。因此对 γ 射线模拟器的要求主要是高的剂量率，能提供 $10^7 \sim 10^{10} \text{Gy/s}$ ，辐射面积大并且辐照均匀，脉冲宽度 $10 \sim 100\text{ns}$ ，并希望有较大的脉宽调节范围。它主要采用高阻抗强流脉冲电子束加速器产生高能电子束轰击高 Z 材料，产生韧致辐射来模拟核爆瞬发 γ 射线，这种加速器又叫闪光 X 射线机。有代表性的 γ 射线模拟器有美国的 AURORA、HERMES-3、俄罗斯的 IGUR-3、中国的“闪光一号”和“强光一号”等。

3.1.2 核爆 X 射线模拟器

高空核爆炸的能量约 80% 以 X 射线形式辐射，其光子能量远比 γ 射线低。X 射线主要产生热应力和电离效应，较低能量的 X 射线在物体表面瞬时沉积能量，形成高温高压，从而造成热力学破坏，而部分能量较高的 X 射线可以穿透壳体，对电子设备造成瞬时或永久性损伤。此外 X 射线还可以在系统内部产生电磁脉冲（即系统电磁脉冲和内电磁脉冲）。X 射线效应对其能谱十分敏感，不同光子能量的 X 射线破坏作用不同，因此在实验室采用不同能区的模拟设备。如对热 X 射线（光子能量 $0.1 \sim 1\text{MeV}$ ）效应，主要用低阻抗

强流脉冲电子束加速器产生的韧致辐射来模拟；对温 X 射线(光子能量 20~100keV)效应也主要用低阻抗强流脉冲电子加速器产生的韧致辐射来模拟，但二极管的结构与模拟热 X 射线的不同，而采用串接二极管(用几个较低电压的二极管串接起来)，并采用特殊设计的阳极靶结构和材料；另一种是基于电容器组放电的稠密等离子体焦点装置 DPF，可以产生 60keV 以下的 X 射线，但 X 射线能量密度较低；对冷 X 射线(1~20keV)效应，主要采用脉冲电子束、脉冲离子束和等离子体辐射来模拟，这三种手段互为补充，通过实验验证理论模型和计算程序，目前还只局限在材料、结构热力学效应的模拟。这三种模拟手段都用大型低阻抗高功率脉冲装置(单台或多路并联)，只是所采用的负载不同，如电子束和离子束是由基于爆炸场致发射的电子束二极管和离子束二极管产生，等离子体辐射由 Z 箍缩负载产生，另外还可用脉冲大电流的电磁力加速金属飞片模拟冷 X 射线对材料、结构的动量和冲量效应。最有代表性的 X 射线模拟器主要有美国的 Z 装置、DECADE 装置、PITHON 装置，中国的“闪光二号”装置和“强光一号”装置等。

3.1.3 核爆电磁脉冲 (NEMP) 模拟器

核爆电磁脉冲是主要由 γ 射线与介质相互作用产生的电磁辐射，其产生机理及环境取决于爆炸的条件，一般分为高空核爆电磁脉冲 (HEMP)、低空及地面核爆电磁脉冲、地下核爆电磁脉冲。对高空核爆电磁脉冲，其强度大，电场可达 50kV/m，覆盖面积大，频谱很宽，1kHz~1GHz。EMP 效应对频谱很敏感，它对电子系统、电力系统、控制、指挥、通信、计算机和信息系统 (C³I) 都会造成严重的扰动和破坏，因此核爆电磁脉冲模拟设备主要针对高空电磁脉冲效应进行模拟试验。HEMP 波形规定为双指数波，其表达式为 $E(t) = E_p k (e^{-\beta t} - e^{-\alpha t})$ ，不同标准的电磁脉冲 (EMP) 比较见表 7.1-1。表中 t_R 为脉冲上升时间， t_{H1} 为脉冲宽度， t_p 为脉冲下降时间， t_{max} 为脉冲峰值的时间。

表 7.1-1 不同标准的 EMP 比较

| 标 准 | Bell Lab | MIL-STD-416D | MIL-STD-416E (IEC 61000-2-9) |
|-----------------------------|--------------------|--------------|---------------------------------|
| 时 间 | 1977 | 1993 | 1999 |
| k | 1.05 | | 1.3 |
| E_p (kV/m) | 50 | 50 | 50 |
| β (s ⁻¹) | 4×10^6 | | 4×10^7 |
| α (s ⁻¹) | 4.76×10^8 | | 6×10^8 |
| t_{max} (ns) | 10.1 | ≤ 10 | 4.8 |
| t_R (ns) | 4.1 | | 2.5 |
| t_{H1} (ns) | 184 | | 23 |
| t_p (ns) | 550 | ≥ 75 | 55 |

EMP 模拟器主体由高压脉冲功率源、天线和终端匹配负载组成，可分为导波、偶极子和混合型三类，而波导模拟器又叫有界波模拟器。用做激励天线的高压脉冲功率源，一般由 Marx 发生器、峰化电容器和输出开关组成，峰化电容器的作用是陡化脉冲，EMP 波形的上升时间主要决定于峰化回路中的电感和天线的波阻抗 (具有匹配的终端负载)，对于要求更快上升时间的脉冲需要采用二级压缩回路来陡化。EMP 波形的下降时间由 Marx 发生器的建立电容和波

阻抗决定。因此必须根据 HEMP 波形标准要求来设计高压脉冲功率源的参数。对有界波水平极化模拟器的天线采用传输线工作原理，上下两块金属板或金属网构成导电面，中间为照射工作区，前后设过渡段，终端大多采用大功率无感电阻。对水平极化的辐射波模拟器的天线由双锥和笼形天线组成，双锥天线部分主要影响辐射脉冲的上升时间，而笼形天线则主要影响脉冲的下降时间，在天线设计中要使照射工作区的电磁脉冲场尽量均匀。

典型的 HEMP 模拟器有美国的 Trestle 有界波电磁脉冲模拟器，如图 7.1-8 所示，试验区域 75m×20m、峰值场强 50kV/m、脉冲上升时间 20ns；法国的 DPH 混合型模拟器，如图 7.1-9 所示，工作电压 1MV、2MV 和 4MV，上升时间 1~5ns。为适应新的 HEMP 波形标准，法国上世纪 90 年代末建成了 FEMP2000 模拟器，工作电压 2MV，脉冲源的脉冲上升时间可达 1ns。国内有 DMF-1000 混合型电磁脉冲模拟器和“春雷号”有界波电磁脉冲模拟器等。

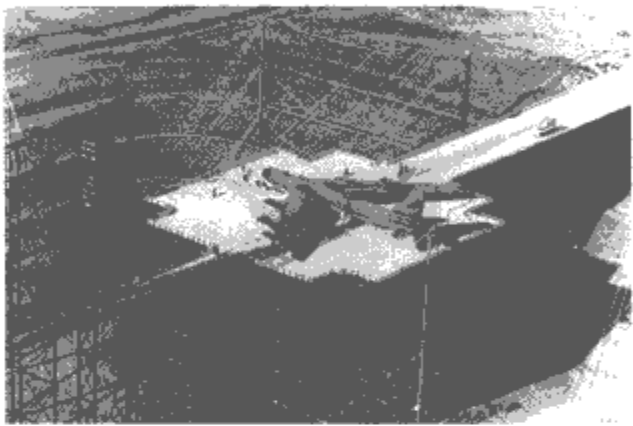


图 7.1-8 美国 Trestle 水平极化有界波电磁脉冲模拟器



图 7.1-9 法国 DPH 混合型电磁脉冲模拟器

3.2 惯性约束聚变 (ICF)

惯性约束聚变是利用脉冲高能粒子束 (激光、离子束、X 光) 从各方向同时并均匀地轰击微型球状靶丸 (内含氘氚材料)，在极短时间内在靶丸外壳表面形成几千万度的高温等离子体并高速向外喷射。受喷射的反作用，球壳内层以极快速度向内挤压氘氚材料至极高密度 (每立方厘米几百克)，并伴随着温度急剧升高到上亿度。依靠聚芯压缩的惯性，靶芯在尚未来得及飞散前发生充分的热核聚变，放出大量的能量。目前，实现惯性约束聚变的技术途径主要有三种，即激光聚变、重离子聚变和快 Z 箍缩聚变。

3.2.1 激光惯性约束聚变

激光聚变概念是在 1963 年俄罗斯列别捷夫物理所 N. G. Basov 和 O. N. Krokhin 首先提出的，我国科学家王淦昌于 1964 年在国际上独立提出了激光驱动聚变的建议。直到 20 世纪 70 年代初，激光聚变物理出现了重大突破，从而使高功率激光技术得到了快速发展，在多种激光技术的竞争

和选择中, 铷玻璃激光器作为聚变驱动源成为主流, 俄、美、日、法、中、英等国相继建造了多台激光装置。激光束可以直接加热微球靶丸(称为直接驱动), 也可利用激光束照射高 Z 材料转换成亚千电子伏的 X 射线加热微球靶丸(称为间接驱动)。20 世纪 90 年代中, 美国开始建造巨型固体激光器国家点火装置 NIF (National Ignition Facility), 法国随即着手建造同样规模的装置 CMJ, 我国适时启动了神光(SG)系列激光装置。这些激光器的供电电源都采用了多个模块组成的电容器组通过开关向氙灯放电获得脉冲能量的方式。如为 NIF 供电的电容器组电压 24kV, 输出电流 96MA, 对电容组的运行安全性和同步可靠性有很高的要求。

3.2.2 快 Z 箍缩惯性约束聚变

快 Z 箍缩惯性约束聚变是近十年才得到重视的一种技术途径, 是利用快 Z 箍缩产生的 X 射线加热微球靶丸产生聚变。1997 年美国圣地亚国家实验室将原来用于轻离子束聚变的 PBFA-II 改为 Z 装置, 在 20MA、100ns 上升时间的脉冲电流驱动下, 采用 200~400 根直径几微米的钨丝制成双层嵌套式丝阵负载, 获得了功率 290TW、能量 1.9MJ 的 X 射线辐射输出。2000 年以来, 在 Z 装置上进行了一系列物理实验, 取得了突破性的进展。快 Z 箍缩具有产生 X 射线的效率高, 驱动源造价低, 技术风险相对较小等突出优点, 显示了快 Z 箍缩 ICF 的前景, 越来越受到重视。目前 Z 装置正在进行升级改造为 ZR 装置, 驱动电流将从 20MA 提高到 28MA, 利用该装置将开展 ICF 相关的物理验证实验。同时美国能源部已将快 Z 箍缩列入了聚变能源发展研究计划, 按照聚变能的要求, 驱动电流将达到 95MA 以上。实现快 Z 箍缩 ICF, 脉冲功率驱动源十分关键。就目前已有的技术水平, 要获得 50MA 以上的快脉冲电流, 脉冲功率技术必须有重大的突破, 这将是今后推动脉冲功率技术发展的重要动力。

3.3 闪光照相

闪光照相是利用强脉冲 X 射线对高速运动物体运动状态进行透视照相, 可以透视高速运动物体的结构、状态及演化过程。对照相设备的要求主要有: 适当的光子能量, 以保证有足够穿透被照物体的能力; 高的 X 射线照射剂量, 以保证被测量的信号有足够强度, 提高信噪比; X 射线焦斑小, 以获得高空间分辨的图像; 脉冲短, 以保证拍摄到运动物体某时刻的图像; 出光定时精度高, 以保证 X 射线出光时刻与所研究的快速过程开始时刻精确同步; 多脉冲, 以获得不同时刻的多幅图像, 或不同角度的多幅图像。

用于核爆 γ 射线模拟的闪光 X 光机也可用来进行闪光照相, 但由于 X 射线的焦斑太大不能很好满足照相要求。目前用于高原子序数材料闪光照相的设备主要是直线感应电子加速器。直线感应电子加速器是利用经典的电磁感应原理工作, 即利用磁通量的变化产生感应电动势来加速带电粒子。但与电子感应加速器所不同的是直线感应加速器中的电子是沿着直线被加速的, 感应加速腔采用直线排列结构, 其初级是围绕磁心的单匝回路, 它由脉冲功率系统提供激励脉冲电流, 次级是通过加速间隙的电子束, 每个间隙加速电压一般在 250~400kV, 电子束经过一系列加速间隙后, 被加速到很高能量。直线感应电子加速器主要由注入器(电子束源)、感应加速腔、聚焦系统及脉冲功率系统等部分组成。用于单幅闪光照相的典型加速器有中国的“神龙一号”直线感应电子加速器, 其加速能量 18~20MeV、束流 2.6kA、

脉宽 60ns、束斑直径小于 2.1mm、距靶 1m 处的 X 射线照射剂量 4Gy、加速器主体长 60m, 其总体布局如图 7.1-10 所示, 还有美国的 DARHT-1 和法国的 AIRIX, 其性能指标大致与“神龙一号”相同。

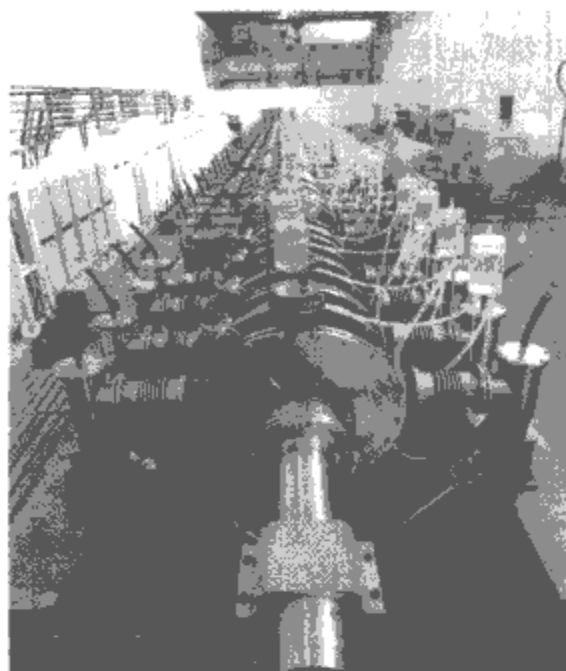


图 7.1-10 “神龙一号”直线感应电子加速器

近些年来, 基于感应电压叠加器(IVA)和强聚焦二极管的闪光 X 光机在技术上有了很大发展, 电子束流达几十千安至百千安, X 光焦斑直径可以小于 2mm, 而且这种装置的造价较低, 体积较小, 运行维护比较容易, 可采用多台有序同步工作, 技术上比较容易实现多个 X 射线脉冲输出, 因此成为很有发展前途的一种闪光照相设备。

另外紧凑型的脉冲 X 射线装置还可用于工业探伤、医学成像等。

3.4 高功率微波

高功率微波(HPM)是指峰值辐射功率大于 100MW, 频率范围在 1~300GHz 之间, 跨越厘米波和毫米波的一种电磁波。高功率微波可分为窄带高功率微波和超宽带高功率微波。窄带高功率微波是由脉冲功率装置中二极管产生的电子束, 通过束波相互作用(即各种波导电磁结构的微波器件)产生微波; 而超宽带微波是由脉冲功率源产生的亚纳秒或纳秒级超短脉冲直接激励天线, 获得超宽带电磁辐射。高功率微波以工作方式分为单次和重复脉冲两种。单次高功率微波(又称微波弹)的激励源主要是基于磁爆压缩工作原理的脉冲功率源, 而重复脉冲高功率微波的激励源主要是重复频率脉冲功率源。

高功率微波具有光速攻击、定向性强等特点。作为激励高功率微波的脉冲功率源, 要求其具有高的峰值功率、平均功率、脉冲重复率、能量, 而且要求脉冲功率源紧凑。因此, 脉冲功率源技术是制约高功率微波武器发展的主要瓶颈之一。

3.5 高功率激光

脉冲功率技术用来产生激光可分为脉冲放电泵浦和脉冲电子束泵浦。用电子束泵浦准分子激光是上世纪 70 年代中期发展起来的, 由于准分子激光效率高、波长短、可重复脉冲运行, 特别是频带宽, 能产生脉宽更短亮度更高的辐射, 可以用作紫外高亮度源, 几十年来得到了较快发展。高功率准分子激光在聚变能源、超短脉冲强场物理等领域有重要应

用,已成为最有活力的前沿学科之一。用于泵浦准分子激光的脉冲功率装置主要要求输出大面积均匀的电子束,对于要求泵浦束流密度较大的激光器,常采用两个或多个二极管双向或多向泵浦激光,甚至采用同轴二极管。今后的发展方向之一是研究用于飞秒高功率激光器的脉冲电子束加速器技术。

3.6 材料科学及其他领域

3.6.1 在极端条件下材料特性研究

Z 箍缩除了用于惯性约束聚变和核爆炸 X 射线效应研究外,还可以用来研究极端条件下的材料特性。除了快 Z 装置外,美国还专门研制了慢 Z 箍缩装置,如 ATLAS 等,用于材料的动态特性、流体动力学性能等。该装置设计的总储能 36MJ,放电电压 340kV,峰值电流 40~50MA,电流上升时间 4 μ s,负载采用圆柱形铝套筒,其初始电感 10nH,传递给负载的能量 6~10MJ。

3.6.2 材料表面改性及制备

高功率脉冲粒子束可用于金属材料表面处理及改性、聚合物材料表面改性、薄膜材料沉积、纳米粉末制备等。高功

率脉冲粒子束在辐照固体表面的能量沉积过程中,由于脉冲时间短,其加热过程可以看作绝热过程,在脉冲时间内靶体近表面层产生非常大的温度梯度,其温升足以使材料表面熔合,甚至汽化,而基体温度不变,具有较强的技术优势。目前关键问题是脉冲功率源的实用化程度还达不到工艺生产的要求。另外,高功率脉冲韧致辐射可用来进行高分子等材料改性等。

3.6.3 环保方面的应用

在环境保护方面,利用脉冲放电技术可处理废气和废水、消毒灭菌,利用脉冲电子束可进行脱硫脱硝等。经过几十年的研究,已取得了很大进展,与稳态的辐照源相比,在节能、成本等方面具有明显优势。

3.6.4 电炮装置

基于脉冲大电流技术的电炮装置可以推动弹丸高速运动。这些装置主要包括电磁(发射)炮(EML)系统,如轨道炮和线圈炮,电热化学炮(ETC)和电热(ET)炮系统。如采用电磁推进原理的电磁炮可以突破常规火炮的速度极限,达到 50km/s。目前脉冲功率源是电炮的关键问题之一。

第 2 章 初级储能与纳秒脉冲的获取

1 高储能密度电容器组

高储能密度电容器组技术,包括高储能密度电容器的设计、制造和电容器组的保护技术。

电容器主要有常用的静电电容器和电化学电容器。电化学电容器也称为超级电容器,储能密度高,但电容器内阻较大,难以承受短路放电,目前还不能直接应用于脉冲功率源的初级储能单元。

静电电容器根据所使用的电极材料不同可分为铝箔式电容器和金属化电容器;按照所使用的绝缘材料可分为纸介质、薄膜介质、纸—膜混合介质、陶瓷电容器;按照电容器是否使用液体浸渍剂可分为浸油式和干式电容器,干式电容器一般仅使用薄膜材料将芯与壳体绝缘,并充一定压力 SF₆ 气体或 SF₆-N₂ 混合气体以提高电容器工作电压。

1.1 脉冲电容器的比特性

通常采用体积比特性和质量比特性(也称为储能密度 D_e)评价脉冲电容器的设计和制造水平。脉冲电容器中存储的能量 W_e。

$$W_e = \frac{1}{2} \epsilon V_i E^2 \tag{7.2-1}$$

式中: V_i 为绝缘介质薄膜的有效体积, m³; E 为绝缘介质薄膜的工作电场强度, V/m; ε 为绝缘介质的介电常数。

一般铝箔电极的厚度为数微米,铝箔电极与介质薄膜之间需错边、留边以保证两电极之间沿面绝缘距离。元件之间的绝缘、引线以及对外壳之间的绝缘占用大量对储能没有直接贡献的空间,因此,脉冲电容器总体积 V_t 一般大于电极间绝缘介质的有效体积 V_i。

脉冲电容器的储能密度 D_e。

$$D_e = \frac{1}{2} k \epsilon E^2 \tag{7.2-2}$$

式中: k = V_i/V_t (k < 1)。

由上式可知,要提高脉冲电容器的储能密度 D_e,可以提高绝缘介质的介电常数 ε、增加绝缘介质的有效体积,提高 k 值,或提高绝缘介质薄膜的工作电场强度 E。

1.2 脉冲电容器的两种基本结构型式

脉冲电容器元件的两种基本结构型式,如图 7.2-1 和图

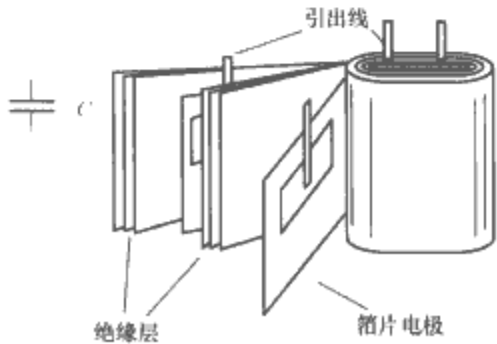


图 7.2-1 带引线片的铝箔式脉冲电容器

7.2-2 所示,带引线片的元件结构残余电感量较大,由于铝箔电极的两边均留边,绝缘结构合理,元件工作电压高;铝箔突出式的元件残余电感量很小,铝箔电极的一边留边,另一边突出,突出的电极采用局部锡焊,端面保留浸油的缝隙,这种电极结构可以承受更大的放电电流。

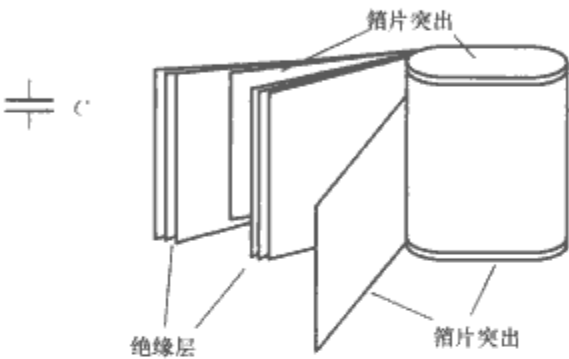


图 7.2-2 铝箔突出式脉冲电容器

在 20 世纪,纸/箔是脉冲电容器的主要元件,其结构简单。通常为“Kraft 薄纸”。在制造的过程中,电容器在真空环境下被加热,以去除纸当中的水分,约占总重量的 5%。然后在真空环境下,注入浸渍剂,此时浸渍剂很容易被 Kraft 纸吸收。纸/箔电容器的缺点是 Kraft 纸通常会有瑕疵,一或两层的 Kraft 纸在高能量密度的环境下运行可靠性低。在额定电压较高的情况下,需要采用 5~7 层 Kraft 纸,绝缘的可靠性得到很大提高。

近年来,聚丙烯薄膜比 Kraft 纸更多地应用于脉冲电容器。其他的薄膜材料如聚对苯二甲酸乙酯 (PET)、聚偏二氟乙烯 (PVDF),也有少量应用。

为了增加绝缘强度,要用液体浸渍油或特殊气体绝缘。常用的浸渍油有矿物油、植物油,以及人工合成油,如邻苯二甲酸二辛酯和聚(异)丁烯等;气体绝缘采用加压的 SF₆ 和 N₂ 混合气体。

电容元件的耐压等级可以通过增加绝缘层的厚度来实现,但增加绝缘厚度并不是解决问题的最好办法。实际应用中常规定单只元件的耐压等级,电压通常在 12kV 以下。图 7.2-3 所示结构的电容器在脉冲功率技术中应用最多,其内部采用 5 串结构,此类电容的耐压可以达到 60kV,如需将耐压升至 120kV 可以采用两个元件外串结构,如图 7.2-4 所示。

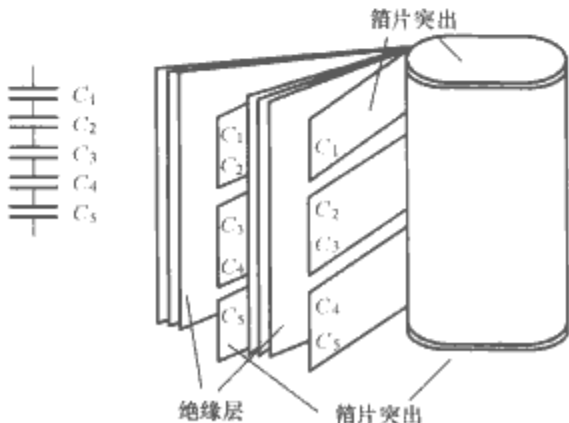


图 7.2-3 内串结构的箔式电容器

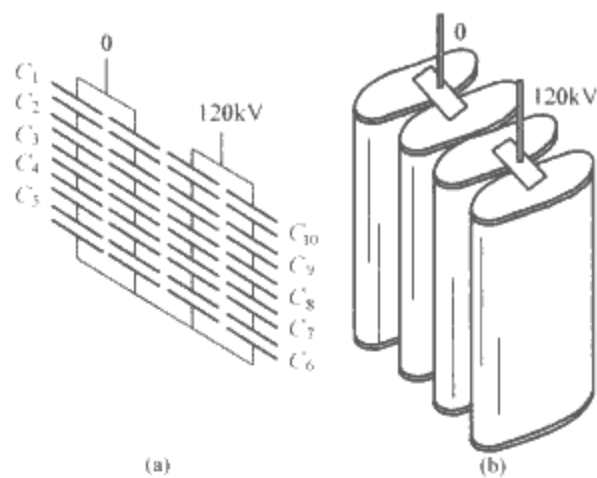


图 7.2-4 外串结构的箔式电容器
(a) 等效电路；(b) 电容连接

1.3 金属化膜脉冲电容器

箔式电容器的主要缺点是一旦绝缘层的某处发生击穿，整个电容器的性能就会急剧降低。当箔片电容出现击穿时，击穿点的介质呈现低阻抗状态，在这个点上电容器出现短路电流。在串联结构中，某处的击穿会导致其他部分的电容元件负荷增加。而金属化膜脉冲电容器在某点出现击穿时，表面蒸镀的金属层会蒸发或者在击穿点周围的金属层被放电电弧清除成为绝缘区域。因此，此类电容器具有自愈特性，可以用平均击穿电压描述金属化膜的介电强度，而不像箔片式电容需要描述某一点的击穿电压，大型自愈式金属化膜脉冲电容器在出现大量击穿点时仍然可以运行，可以根据电容量的衰减程度对其寿命做出判断。

金属化电容器介质蒸镀层的材料为锌铝复合物，厚度小于 $0.3\mu\text{m}$ ，如图 7.2-5 所示。图 7.2-5 为一种典型的脉冲电容器卷绕式元件。电极的一端在上端错出，另一端在下端错出，称为“错位式结构”，通过端部喷镀金属引出电流。图 7.2-6 所示为金属化膜脉冲电容器元件内部卷绕排列结构。

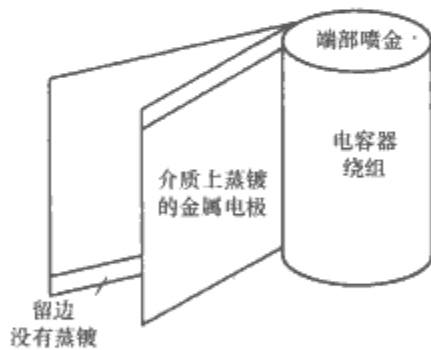


图 7.2-5 金属化电极脉冲电容器结构

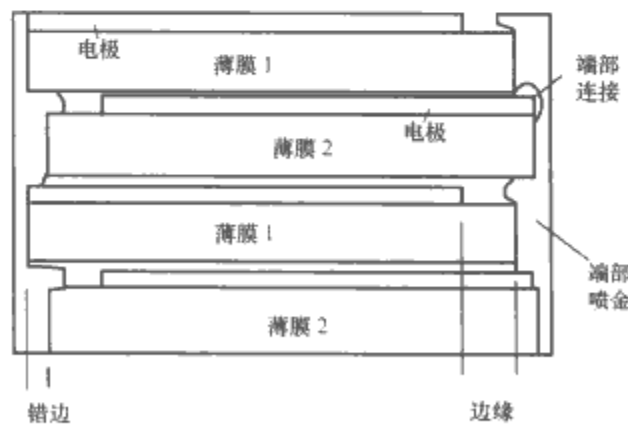


图 7.2-6 典型的金属化薄膜电容器的结构

自愈式脉冲电容器在整个运行过程中，比非自愈式电容器的安全性高。实际应用表明，自愈式电容器相对于等储能量的箔式电容器，出现事故的概率明显减少。

对电容器的电容量进行实时检测，可以对电容器的寿命有更好的评估和预测。从而避免恶性事故的发生。

放电时间毫秒级的脉冲电容器在军事领域的应用促进了大型金属化脉冲电容器的发展。这类电容器的典型参数：电压范围 $2\sim 22\text{kV}$ ，储能密度达到 $2.5\text{MJ}/\text{m}^3$ ，单台储能可达到 500kJ 。

1.4 电容器组及应用实例

脉冲功率装置中常将多台脉冲电容器通过汇流导体实现串、并联工作构成电容器组。汇流导体在电容器组放电时，要承受巨大的电动力并产生一定的温升，因此，一般汇流导体采用固定的硬导体可靠性高于软电缆连接；电容器端子与回流导体的电连接应避免电流经过螺纹部分。

电容器组中应设置单台电容器的短路保护。一般采用熔断器保护单台电容器，但是熔断器对于储能达到数百千焦的电容器组保护效果不佳；这种情况下如果放电回路的总电感量允许，可采用电感—电阻串联阻尼限制电容器和汇流导体短路电流；当放电回路的电感很小，放电电流高达数兆安培，汇流导体只能采用多根同轴电缆并联，电容器组中每台电容器配置一台开关就可以保护单台电容器。

2 马克斯发生器

2.1 线路和结构特点

马克斯 (Marx) 发生器是脉冲功率系统中最常见的初级储能方式，通常人们习惯把组成 Marx 的电容器数目定义为 Marx 发生器的级数 N 。其工作原理可以简单地概括为：电容器并联充电，串联放电。

组成 Marx 发生器的基本元件主要是脉冲电容器、开关、电阻器 (电感)。

Marx 发生器中电容器相互之间、电容器和地之间都应保持一定的绝缘距离，电容器的排列形式常常是 Marx 发生器结构形式的决定因素。对 Marx 发生器结构设计总的要求是：①电性能上要求绝缘可靠；②要使放电回路尽可能短，以减小电感；③Marx 发生器的各个部分要易于安装拆卸；④结构尽可能紧凑。

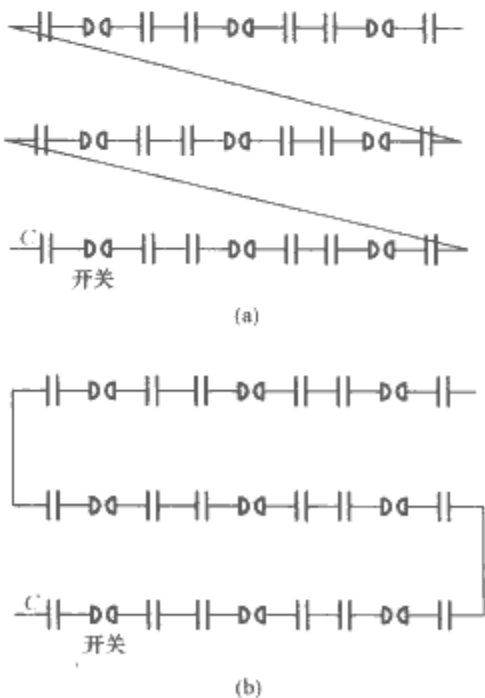


图 7.2-7 两种典型的放电回路图
(a) Z 形放电回路图；(b) S 形放电回路图

Marx 发生器有以下几种放电回路：一种叫 Z 形回路，此种回路火花开关可以有较大的触发工作范围；另一种叫 S 形回路，此种回路可以得到较低的回路电感。

对 Marx 发生器触发的基本要求是尽可能降低发生器的建立时间抖动。通常只是靠近 Marx 接地端的几个开关采用外触发，而其余多数开关通过触发电阻的耦合触发。要使 Marx 发生器有较短的建立时间，运行可靠稳定，应遵循以下原则：除外触发开关外，其余开关应有较高的过电压；开关动作后，局部放电回路的时间常数应远大于发生器的建立时间和发生器对中储电容的充电时间；触发电阻、充电电阻和接地电阻上承受的脉冲电压要尽可能小；由触发电阻、充电电阻和接地电阻组成的等效并联电阻要足够大；充电尽可能均匀，要求回路结构简单可靠，拆换电阻方便。

2.2 充放电过程

Marx 发生器的基本充电如图 7.2-8 所示，一般选择保护电阻 r 的阻值至少为充电电阻 R 的 10 倍，且必须使每个局部放电回路的放电时间常数为主回路放电时间常数的 10~20 倍。

Marx 发生器充电时，不能采用恒定电压充电，必须采用充电电压缓慢线性增加的方式。整流电源电压一般要比电容器的工作电压高 10%~15%。

当开关动作后，Marx 发生器对电容负载（传输线）的放电过程的等效电路如图 7.2-9 所示，图中 Marx 发生器的串联电容为 C_m ， L_m 为放电回路电感， R_s 为等效串联电阻， R_p 为等效并联电阻（发生器的等效并联电阻 R_{mp} 与负载电容泄漏电阻 R_w 的并联值）， C_T 为负载电容。

当 $R_s < \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_m}{C_m}}$ 时，

$$i = \frac{U_m}{\omega L_m} \sin \omega t e^{-\alpha t} \quad (7.2-3)$$

$$U_T = \frac{C_m U_m}{C_m + C_T} \left[1 - e^{-\alpha t} \left(\frac{\alpha}{\omega} \sin \omega t + \cos \omega t \right) \right] \quad (7.2-4)$$

式中： U_m 为每个电容器直流充电电压 U_0 乘以 Marx 发生器的级数 N ，即 NU_0 ；回路固有频率 $\omega_0 = 1/\sqrt{L_m C}$ ， $C = C_m C_T / (C_m + C_T)$ ；衰减常数 $\alpha = R_s / 2L_m$ ；工作频率 $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$ 。

一般情况下可满足 $\alpha \ll \omega$ 条件，则式 (7.2-4) 可简化为

$$U_T = \frac{C_m U_m}{C_m + C_T} (1 - e^{-\alpha t} \cos \omega t) \quad (7.2-5)$$

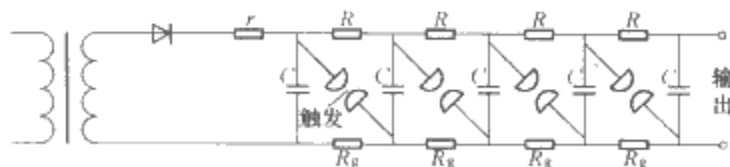


图 7.2-8 Marx 发生器充电回路

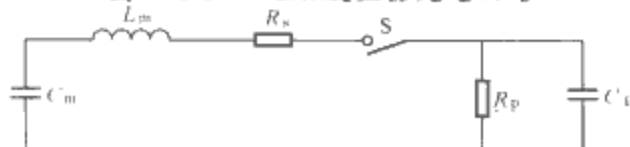


图 7.2-9 Marx 发生器对中储电容充电等效电路

由此可见，负载电容器上的电压是按余弦周期振荡规律变化的，这个振荡随时间衰减。

综上所述，得出下列结论：

(1) 谐振充电可以使 C_T 上充电电压加倍，到达峰值时间 t_m 与 $\sqrt{L_m}$ 成正比。

(2) 当 $C_T = C_m$ 时， C_m 中的能量全部转移到 C_T 中，充电过程较慢；若 $C_T \ll C_m$ ， C_m 中部分能量转移到 C_T 中，充电过程较快。

(3) R_s 和 R_p 主要影响回路的充电效率，由 R_s 和 R_p 引起的电压传输效率分别为

$$\eta_s = 1 - \frac{\pi R_s}{4 \sqrt{L_m/C}} \quad (7.2-6)$$

$$\eta = 1 - \frac{0.75\pi}{\omega_0 C_T R_p} \quad (7.2-7)$$

给 C_T 充电电压的总效率可近似计算为

$$G = \sqrt{\frac{G_0^2 - \frac{\pi R_s}{\omega L_m} \frac{C_m}{C_m + C_T}}{1 + \frac{0.75\pi}{\omega C_T R_p}}} \quad (7.2-8)$$

2.3 参数估算及测量

Marx 发生器的参数估算是 Marx 设计的重要环节，很难精确计算的主要有串联电感、串联电阻、等效对地分布电容、等效并联电阻这几个参数，参数的估算方法如下。

2.3.1 Marx 发生器串联电感

Marx 串联电感主要有电容器电感、火花开关电感、连接导线电感，电容器固有电感一般由生产厂家给出。开关电感主要包括电极电感和火花通道电感两部分，电极电感也可以采用低频短导线电感加以估算，火花通道电感估算公式如下

$$L \approx 2d \ln \left(\frac{b}{a} \right) \approx 14d \quad (7.2-9)$$

式中： L 为电感，nH； d 为火花通道的长度，cm； a 和 b 分别为火花通道和回流导体半径。

连接导线电感估算一般采用低频短导线电感计算公式

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{2l}{g} + \frac{a}{l} - 1 - \frac{q^2}{4l^2} \right) \quad (7.2-10)$$

式中： l 为连接导线长度； a 、 q 、 g 分别为导线截面面积自身的算术平均距离、平方平均距离和几何平均距离，m。

以上为 Marx 中连接导线自感的估算，由于 Marx 线路的不同，回路之间有互感的问题，这需要结合具体线路进行详细分析计算。

2.3.2 Marx 发生器串联电阻

Marx 发生器串联电阻主要包括开关火花电阻、引线电阻和接触电阻三部分。开关火花电阻一般采用 Rempe-Weizel 火花电阻经验公式进行估算。

$$R_u(t) = \frac{d}{\sqrt{\frac{2a}{p} \int_0^t i^2 dt}} \quad (7.2-11)$$

式中： p 为开关中所充气压，0.1MPa； d 为间隙距离，cm；

i 为开关通道中的电流, A; a 为常数, 对空气和氮气, $a = 0.1 \text{ MPa} \cdot \text{cm}^2 / (\text{s} \cdot \text{V}^2)$ 。

引线电阻采用导线电阻计算式进行估算, 根据实际情况判断是否要考虑趋肤效应。而接触电阻很难进行准确估算, 一般来说, 每个接触点的接触电阻在毫欧量级。

2.3.3 Marx 发生器等效对地分布电容和等效并联电阻

这两个参数估算起来比较复杂, 它和 Marx 具体线路有关, 可以采用 Pspice 建立全 Marx 电路模型, 计算出 Marx 的等效对地分布电容和等效并联电阻。

2.3.4 短路试验

用于测定回路串联电感 L_m 和串联电阻 R_s 。

如果忽略衰减 $\alpha \ll 1$, 测出电流波形周期 T , 已知 Marx 发生器串联电容 C_m , 则

$$L_m = \frac{T^2}{4\pi^2 C_m} \quad (7.2-12)$$

通过短路放电电流波形的包络线即可推算出发生器等效串联电阻, 即

$$R_s = \frac{2L_m \ln \frac{i_{p(n)}}{i_{p(n+1)}}}{T} \quad (7.2-13)$$

式中: $i_{p(n)}$ 、 $i_{p(n+1)}$ 分别为 Marx 短路放电电流相隔一个周期的电流峰值。

2.3.5 开路试验

用于测定 Marx 发生器的对地分布电容, 利用开路电压波形的振荡周期来求出对地分布电容, 即

$$C_p = \frac{C_m T^2}{4\pi^2 L_m C_m - T^2} \quad (7.2-14)$$

开路实验时发生器输出电压的近似解为

$$U(t) = U_m \frac{C_m}{C_m + C_p} \left[e^{-\frac{t}{(C_m + C_p)R_p}} - e^{\frac{\delta_1 + \delta_2}{2} t} \cos \omega t \right] \quad (7.2-15)$$

式中: $\omega = \sqrt{\omega_m^2 + \omega_p^2}$; $\omega_m^2 = 1/L_m C_m$; $\omega_p^2 = 1/L_m C_p$; $\delta_1 = R_m/L_m$; $\delta_2 = 1/L_p C_p$ 。

从输出电压的包络线衰减常数即可求出 R_p 。

开路试验输出电压约比发生器等效串联电压 U_m 高一倍, 因此要限制电容器的充电电压, 以免过压造成绝缘损坏。

2.3.6 谐振充电实验

用于测定负载(传输线)电容和电压充电效率。

谐振充电时主开关不击穿, 测量放电周期 T , 可推算出传输线电容为

$$C_T = \frac{C_m T^2}{4\pi^2 L_m C_m - T^2} \quad (7.2-16)$$

电压充电效率为

$$G = \frac{U_T}{U_m} \quad (7.2-17)$$

2.4 应用实例

Marx 发生器的种类很多, 很难给它进行

准确分类, 按照装置的容量和规模可以分为大型 Marx 系统、中型 Marx 系统和小型 Marx 系统。

大型 Marx 系统一般作为大型脉冲功率装置的初级储能单元, 一般可以提供兆伏级以上电压和几百千焦耳以上的储能, 其脉冲前沿相对较缓, 一般工作在单次模式。其中比较有代表性的有“闪光二号”加速器, 其初级储能单元为 Marx 发生器, 如图 7.2-10 所示, 采用 S 形连接线路, 绝缘介质为变压器油。标称输出电压 6.4 MV, 标称储能 224 kJ。

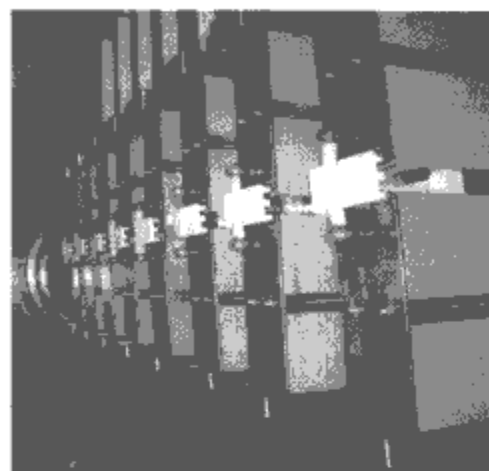


图 7.2-10 “闪光二号”加速器 Marx 发生器

中型 Marx 发生器体积相对较小, 可以提供几百千伏到上兆伏的电压, 千焦到几十千焦的储能, 主要应用在一些小型脉冲功率系统中, 一般在单次或低频率下运行。比较具有代表性的有如图 7.2-11 所示的 Phillips 实验室研制的高功率微波驱动源, 该驱动源采用一种紧凑的 Marx 发生器, 开路输出电压在 150 ~ 800 kV, 串联电感小于 400 nH。

小型 Marx 发生器体积一般很小, 可以提供几千伏至几百千伏的脉冲, 储能一般也只有几十焦耳至几千焦耳, 一般作为触发器或便携式高压脉冲发生器使用, 比较具有代表性的有 A. J. Dragt 和 J. M. Elizondo 研制的电池供电的紧凑便携式 Marx 产生器, 外形如图 7.2-12 所示。其储能为 400 J, 可以输出 80 ~ 400 kV 的电压脉冲。

随着科学技术的进步和新材料的应用, Marx 发生器结构越来越紧凑, 运行可靠性提高, 造价下降。目前可以建造电压超过 10 MV, 储能数兆焦耳, 特征放电时间 1 ~ 2 μs 的发生器。

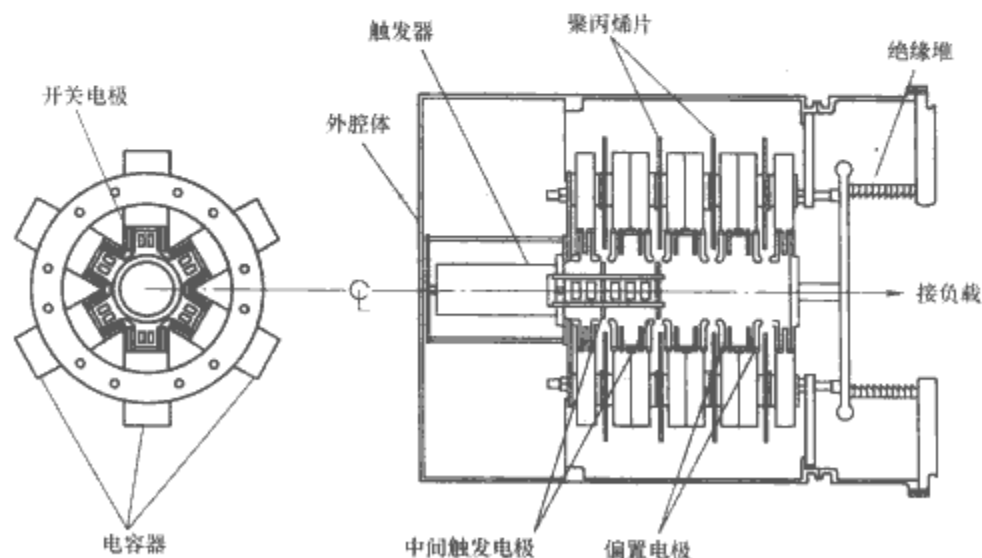


图 7.2-11 Phillips 实验室 Marx 型高功率微波驱动源

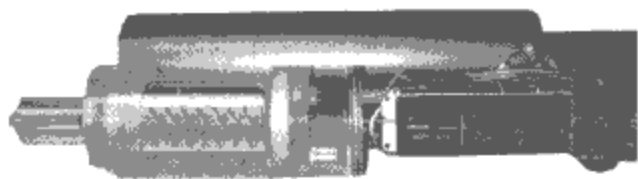


图 7.2-12 便携式电池供电 Marx 发生器

3 特斯拉变压器

特斯拉 (Tesla) 型脉冲变压器简称特斯拉变压器, 是一种双谐振脉冲变压器, 它的原型结构是由美国著名发明家 Nikola Tesla 于 1891 年在他的一项发明专利中首次提出的, 后来几经演进, 形成了图 7.2-13 所示的原理结构。通常, 特斯拉变压器一次绕组为一单匝金属薄带线圈, 二次绕组可以是金属薄带卷绕的多匝线圈, 如图 7.2-13 (a) 所示, 也可以是导线缠绕的单层锥形多匝线圈, 如图 7.2-13 (b) 所示, 后者应用较多。特斯拉变压器既保持了普通脉冲变压器重频运行能力强和能量转换效率高等优点, 同时同轴结构设计使得二次绕组上的电压分布与同轴线中的电动势分布非常接近, 极大地降低了高压二次绕组的对地分布电容。此外, 特斯拉变压器可以不依赖磁心工作, 其升压变比可不受磁心非线性效应的影响。因此, 特斯拉变压器在一定程度上避免了常规脉冲变压器的缺陷, 从而得到广泛应用。

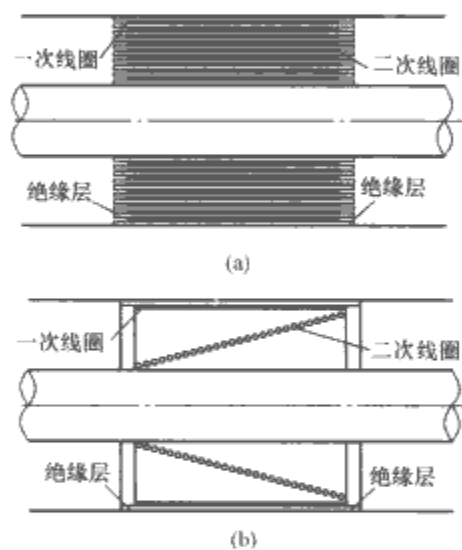


图 7.2-13 两种结构特斯拉变压器原理图
(a) 金属薄带卷绕的多匝线圈;
(b) 导线缠绕的单层锥形多匝线圈

3.1 特斯拉变压器的工作原理和特性

3.1.1 特斯拉变压器工作原理

特斯拉变压器一、二次绕组通常以同轴方式安装在同轴线内。变压器一次回路主要由一次绕组和外置的低电感电容构成, 二次回路主要由二次绕组和同轴线电容构成, 该电容即是变压器的输出负载。考虑到回路中存在杂散电感和分布电阻等参量, 特斯拉变压器原理可用图 7.2-14 所示电路进行描述。

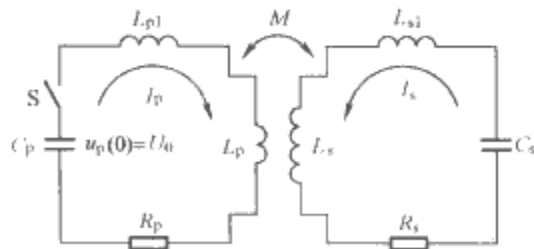


图 7.2-14 特斯拉变压器原理电路图

C_p —一次回路电容; R_p —一次回路串联电阻; L_p —一次回路电感; L_{pl} —一次回路杂散电感; C_s —二次回路电容 (即脉冲形成线电容); R_s —二次回路串联电阻; L_s —二次回路电感; L_{sl} —二次回路杂散电感; M —一、二次互感

其基本工作过程是: 开关 S 闭合后, 电容 C_p 向一次回路放电, 放电电流在一次绕组上激励起时变磁场, 如果互感 M 不为 0, 变化的磁场将在二次绕组上产生感生电动势, 并通过二次回路对电容 C_s 充电, 从而在 C_s 上得到高电压脉冲。

定义 α_p 、 α_s 分别为一、二次回路电阻系数, ω_p 、 ω_s 分别为变压器一次和二次回路的固有振荡频率 (即一、二次回路固有频率), k 为一、二次回路耦合系数, 即

$$2\alpha_p = \frac{R_p}{(L_p + L_{pl})}; \quad 2\alpha_s = \frac{R_s}{(L_s + L_{sl})} \quad (7.2-18)$$

$$\omega_p^2 = \frac{1}{(L_p + L_{pl})C_p}; \quad \omega_s^2 = \frac{1}{(L_s + L_{sl})C_s} \quad (7.2-19)$$

$$k^2 = \frac{M^2}{(L_p + L_{pl})(L_s + L_{sl})} \quad (7.2-20)$$

考虑理想情况, 忽略回路中的电阻, 即 $\alpha_p = \alpha_s = 0$, 解回路方程得到一、二次回路电容 C_p 和 C_s 上的电压分别为

$$u_p = \frac{U_0}{2} (\cos\omega_I t + \cos\omega_{II} t) - \frac{U_0(\omega_p^2 - \omega_s^2)}{2\sqrt{(\omega_p^2 - \omega_s^2)^2 + 4k^2\omega_p^2\omega_s^2}} \times (\cos\omega_I t - \cos\omega_{II} t) \quad (7.2-21)$$

$$u_s = -\frac{2k\omega_p^2 U_0}{\sqrt{(\omega_p^2 - \omega_s^2)^2 + 4k^2\omega_p^2\omega_s^2}} \frac{C_p}{C_s} \sqrt{\frac{(L_p + L_{pl})}{(L_s + L_{sl})}} \sin\left(\frac{\omega_I + \omega_{II}}{2} t\right) \sin\left(\frac{\omega_I - \omega_{II}}{2} t\right) \quad (7.2-22)$$

式中: ω_I 、 ω_{II} 分别为一、二次回路耦合谐振频率

$$\omega_I = \sqrt{\left[(\omega_p^2 + \omega_s^2) + \sqrt{(\omega_p^2 - \omega_s^2)^2 + 4k^2\omega_p^2\omega_s^2}\right] / 2(1 - k^2)}$$

$$\omega_{II} = \sqrt{\left[(\omega_p^2 + \omega_s^2) - \sqrt{(\omega_p^2 - \omega_s^2)^2 + 4k^2\omega_p^2\omega_s^2}\right] / 2(1 - k^2)}$$

(7.2-23)

3.1.2 特斯拉变压器输出特性

(1) 输出电压频率特性。分析一种特殊情况: $\omega_p^2 = \omega_s^2 \equiv \omega_0^2$, 则式 (7.2-20) 可简化为

$$\omega_I = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - k}}, \quad \omega_{II} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 + k}} \quad (7.2-24)$$

此时, 变压器一、二次回路电容上的电压可分别为

$$u_p = U_0 \cos\left[\left(\frac{1}{\sqrt{1 - k}} + \frac{1}{\sqrt{1 + k}}\right) \frac{\omega_0}{2} t\right] \times \cos\left[\left(\frac{1}{\sqrt{1 - k}} - \frac{1}{\sqrt{1 + k}}\right) \frac{\omega_0}{2} t\right]$$

$$u_s = -U_0 \sqrt{\frac{C_p}{C_s}} \sin\left[\left(\frac{1}{\sqrt{1 - k}} + \frac{1}{\sqrt{1 + k}}\right) \frac{\omega_0}{2} t\right] \times \sin\left[\left(\frac{1}{\sqrt{1 - k}} - \frac{1}{\sqrt{1 + k}}\right) \frac{\omega_0}{2} t\right] \quad (7.2-25)$$

一、二次回路电流分别为

$$i_p = -\frac{U_0 C_p \omega_0^2 k}{2(1 - k^2)} \sin\left[\left(\frac{1}{\sqrt{1 - k}} + \frac{1}{\sqrt{1 + k}}\right) \frac{\omega_0}{2} t\right] \times \sin\left[\left(\frac{1}{\sqrt{1 - k}} - \frac{1}{\sqrt{1 + k}}\right) \frac{\omega_0}{2} t\right]$$

$$i_s = \frac{U_0 \omega_0^2 k \sqrt{C_s C_p}}{2(1 - k^2)} \cos\left[\left(\frac{1}{\sqrt{1 - k}} + \frac{1}{\sqrt{1 + k}}\right) \frac{\omega_0}{2} t\right] \times \cos\left[\left(\frac{1}{\sqrt{1 - k}} - \frac{1}{\sqrt{1 + k}}\right) \frac{\omega_0}{2} t\right] \quad (7.2-26)$$

可以看出,即使变压器一、二次回路固有频率相等,变压器一、二次回路仍以不同于固有频率的两种频率发生拍频谐振,并且此谐振频率随变压器耦合系数的增大而增大,当 k 值接近1时,谐振频率急剧增加。

(2) 回路电阻对输出电压的影响。在实际变压器中,电阻的影响是不可忽略的。如果回路满足 $\alpha_p = \alpha_s = \alpha_0 \neq 0$ 和 $\omega_p^2 = \omega_s^2 = \omega_0^2$,此时,变压器一、二次回路电容上的电压分别为

$$\left. \begin{aligned} u_p &= \frac{U_0}{2} \left[e^{-\frac{\alpha_0}{1+k}t} \cos\left(\frac{\omega_0}{\sqrt{1+k}}t\right) + e^{-\frac{\alpha_0}{1-k}t} \cos\left(\frac{\omega_0}{\sqrt{1-k}}t\right) \right] \\ u_s &= -\frac{U_0}{2} \sqrt{\frac{C_p}{C_s}} \left[e^{-\frac{\alpha_0}{1+k}t} \cos\left(\frac{\omega_0}{\sqrt{1+k}}t\right) - e^{-\frac{\alpha_0}{1-k}t} \cos\left(\frac{\omega_0}{\sqrt{1-k}}t\right) \right] \end{aligned} \right\} \quad (7.2-27)$$

可见,考虑回路电阻后,输出电压是随时间衰减的。

(3) 输出电压最大值与 k 值的关系。

从式(7.2-22)可知,当满足条件:

$$\frac{\omega_1 - \omega_{II}}{2} = \frac{\pi}{2}, \quad \frac{\omega_1 + \omega_{II}}{2} = \frac{2n-1}{2}\pi \quad (n=1,2,3,\dots) \quad (7.2-28)$$

时, u_s 有极大值。

令 $T = \omega_s^2 / \omega_p^2$ 为双回路谐振失调系数,则当 k 满足式(7.2-29)时,特斯拉变压器二次电压均有极大值输出,此极大值表示为式(7.2-30)。

$$k^2 = 1 - \frac{(1+T)^2}{4T} \left[1 - \left(\frac{2n-1}{2n^2-2n+1} \right)^2 \right] \quad (7.2-29)$$

$$u_s = \frac{2kU_0}{\sqrt{(1-T)^2 + 4k^2T}} \frac{C_p}{C_s} \sqrt{\frac{L_p + L_{pl}}{L_s + L_{sl}}} \quad (7.2-30)$$

当 $\omega_p = \omega_s$ 时

$$k = \frac{2n-1}{2n^2-2n+1}, \quad (n=1,2,3,\dots) \quad (7.2-31)$$

当 $n=1$ 时, $k=1$,二次电压 u_s 最大值出现在第一个极值处;当 $n=2$ 时, $k=0.6$,二次电压 u_s 最大值出现在第二个极值处;当 $n=3$ 时, $k=0.385$,二次电压 u_s 最大值出现在第三个极值处……当 $T = \omega_s^2 / \omega_p^2 = 1$ 时,二次电容电压 u_s 最大值可表示为

$$u_{sm} = U_0 \sqrt{\frac{C_p}{C_s}} = U_0 \sqrt{\frac{L_s + L_{sl}}{L_p + L_{pl}}} \quad (7.2-32)$$

可见,若要增大变压器输出电压,必须增大一次电容 C_p ,同时还必须增大二次电感,反之亦然。图7.2-15给出了归一化后的变压器输出电压波形图例。

3.1.3 特斯拉变压器能量传输特性

特斯拉变压器的能量传输效率 η 定义为二次电容 C_p 的最大储能与一次回路电容 C_s 的初始储能之比,即

$$\eta = \frac{\frac{1}{2} C_s V_{sm}^2}{\frac{1}{2} C_p V_0^2} = \frac{4k^2 T}{(1-T)^2 + 4k^2 T} \quad (7.2-33)$$

可见,对于满足式(7.2-31)的所有 k 值,只要满足条件 $T = \omega_s^2 / \omega_p^2 = 1$ 时,均有 $\eta=1$ 。这说明,要实现100%的特斯拉变压器能量传输效率,并不一定要求耦合系数为1。

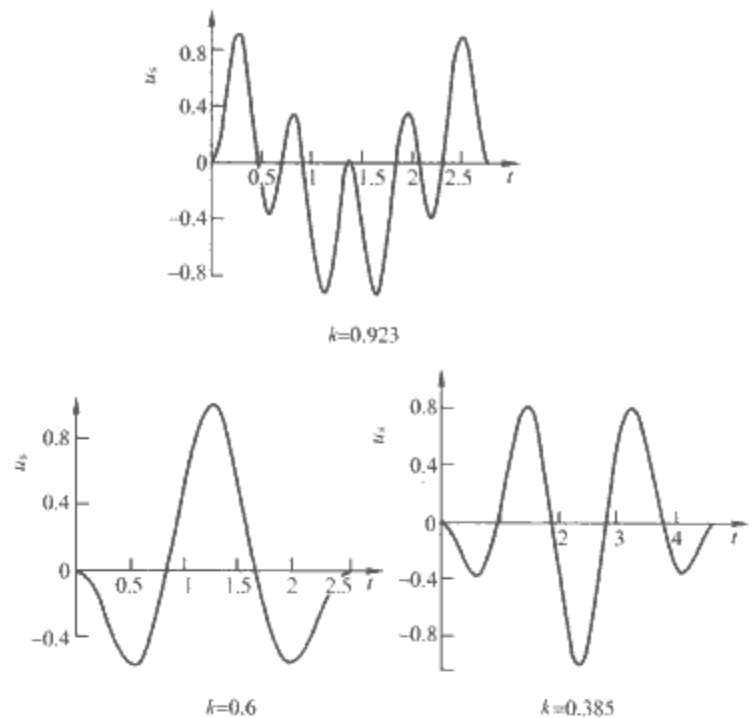


图 7.2-15 特斯拉变压器输出电压波形图

因此,特斯拉变压器的这一特性为制造高效率变压器提供了便利。然而在实际应用中,小耦合系数变压器却存在着不可克服的缺陷。

首先,耦合系数越小,变压器输出电压最大峰值出现的时间越晚,用此脉冲对负载充电,系统和负载将承受更长时间的高电压振荡冲击,这必然加大绝缘负担,故而不利于装置的小型化设计;其次,在实际变压器中,电阻功耗的存在会造成电压振幅的逐渐衰减,小耦合系数时,电压最大峰值出现时间后移,其幅值会相应降低,这将不利于对负载的充电。

根据式(7.2-33)作出能量效率 η 与失调系数 T 的关系曲线,如图7.2-16所示。可以看出, k 值较大时,获得相同的能量转换效率,变压器谐振失调系数可选范围相对较宽,这一点对实际设计制作特斯拉变压器是有利的。

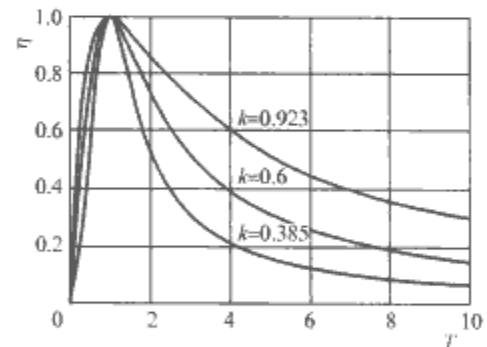


图 7.2-16 能量效率 η 与失调系数 T 的关系曲线

3.2 特斯拉变压器物理参数计算

特斯拉变压器结构参数确定后,其物理参数也随之确定。图7.2-17给出了与脉冲形成线相配的空芯特斯拉变压器的结构示意图。

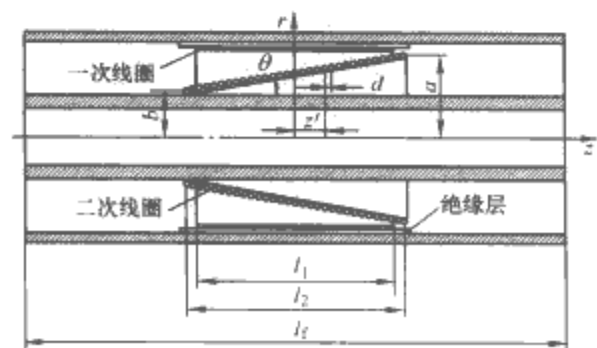


图 7.2-17 与形成线相配的特斯拉变压器原理结构图

3.2.1 一次绕组电感计算

特斯拉变压器一次绕组为一匝金属薄带线圈，线圈长度为 l_1 ，如图 7.2-18 所示，把它等效成一个薄螺线管，假设电流在表面均匀分布，且线圈内磁感应强度均匀，即与 r 无关，但与 z 有关，为此取沿轴向的平均值，认为线圈中的磁感应强度到处均等于此平均值，此时一次绕组电感近似为

$$\begin{aligned} L_p &\approx \frac{\pi a^2}{I_p l_1} \int_0^{l_1} B_p(z, r=0) dz \\ &= \frac{\mu_0 \pi a^2}{2 l_1^2} \int_0^{l_1} \left[\frac{l_1 - z}{\sqrt{a^2 + (l_1 - z)^2}} + \frac{z}{\sqrt{a^2 + z^2}} \right] dz \\ &= \frac{\mu_0 \pi a^2}{l_1^2} (\sqrt{a^2 + l_1^2} - a) \end{aligned} \quad (7.2-34)$$

式中： a 为电流环半径； I_p 为线圈总电流。

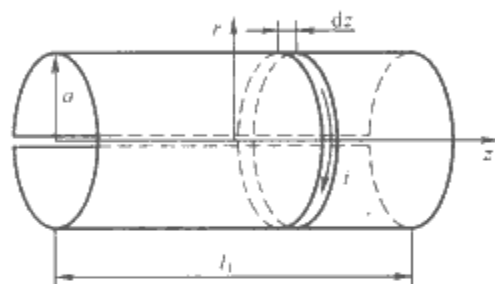


图 7.2-18 初级线圈结构示意图

3.2.2 二次绕组电感计算

特斯拉变压器二次绕组是一个单层多匝锥形线圈，如图 7.2-19 所示。设线圈长度为 l_2 ，大端半径为 a' ，小端半径为 b ，线圈总匝数为 N_s ，每一匝线圈上电流为 I_s 。

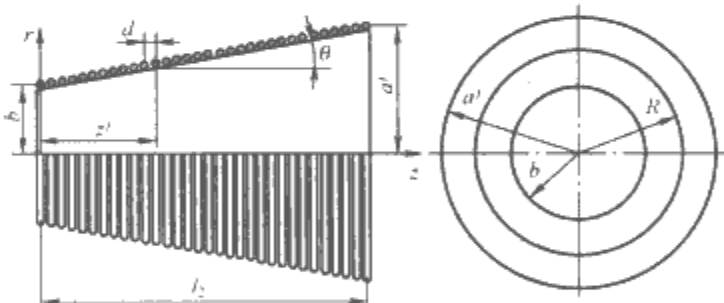


图 7.2-19 二次绕组结构示意图

同样假设线圈内部磁感应强度均匀分布，且等于中心轴上沿 z 向平均的磁感应强度。将锥形螺线管等效为半径为 R 的螺线管，可求得二次绕组电感近似表达式为

$$\begin{aligned} L_s &\approx \int_0^{l_2} N_s^2 \frac{\mu_0 \pi R^2}{2 l_2} \left[\frac{l_2 - z'}{\sqrt{R^2 + (l_2 - z')^2}} + \frac{z'}{\sqrt{R^2 + z'^2}} \right] dz' / \int_0^{l_2} dz' \\ &= \frac{\mu_0 \pi R^2 N_s^2}{l_2^2} (\sqrt{R^2 + l_2^2} - R) \end{aligned} \quad (7.2-35)$$

$$\text{其中} \quad R = \sqrt{(a'^2 + b^2)/2} \quad (7.2-36)$$

若按照锥形线圈计算，则要对所有线圈进行求和，此时

$$L_s = \frac{\mu_0 \pi}{2} \sum_{m=0}^{N_s} \sum_{n=0}^{N_s} \frac{\left[b + (l_2 - md) \frac{a-b}{l_2} \right]^2 \left[b + (l_2 - nd) \frac{a-b}{l_2} \right]^2}{\left\{ \left[b + (l_2 - nd) \frac{a-b}{l_2} \right]^2 + (md - nd)^2 \right\}^{3/2}} \quad (7.2-37)$$

$$\text{其中} \quad d = l_2 / N_s \quad (7.2-38)$$

3.2.3 一、二次绕组互感计算

特斯拉变压器一、二次绕组结构如图 7.2-20 所示。一次绕组长度为 l_1 ，半径为 a 。二次绕组长度为 l_2 ，大端半径为 a' ，小端半径为 b ，二次绕组匝数为 N_s ，二次电流为 I_s 。将二次绕组等效为平均半径为 R 的螺线管，以中心轴上磁感应强度代替绕组内部空间磁感应强度，对每一匝电流环磁感应强度进行积分，可以得到一、二次绕组互感为

$$M = \frac{\mu_0 \pi}{2 l_2} \sum_{m=0}^{N_s} \left[\frac{l_1 - md}{\sqrt{a^2 + (l_1 - md)^2}} + \frac{md}{\sqrt{a^2 + (md)^2}} \right] \times \left[a' - \frac{md}{m_2} (a' - b) \right]^2 \quad (7.2-39)$$

当 $l_1 = l_2 \equiv l_0$ ， $a = a'$ ，且二次绕组等效为半径为 $R = \sqrt{(a^2 + b^2)/2}$ 的螺线管时，互感可表示为

$$M = \frac{\mu_0 \pi R^2 N_s}{l_0^2} (\sqrt{a^2 + l_0^2} - a) \quad (7.2-40)$$

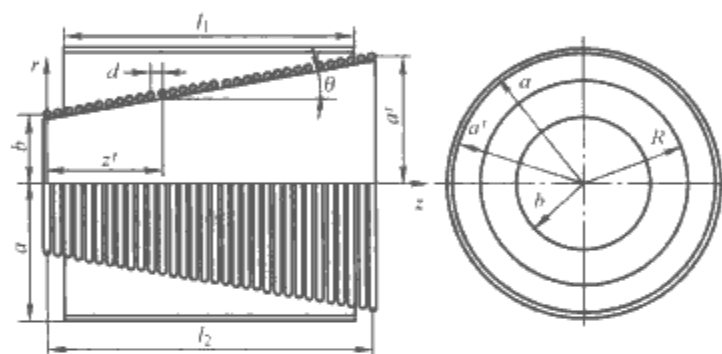


图 7.2-20 一、二次绕组组合结构示意图

3.2.4 特斯拉变压器有效耦合系数

根据一、二次线圈的电感和互感系数，可以得到变压器的有效耦合系数

$$\begin{aligned} k_e &= \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}} \\ &= \frac{\mu_0 \pi R^2 N_s (\sqrt{a'^2 + l_0^2} - a')}{l_1^2 \left[\frac{\mu_0 \pi a^2}{l_1^2} (\sqrt{a^2 + l_1^2} - a) \right]^{1/2} \left[\frac{\mu_0 \pi R^2 N_s^2}{l_2^2} (\sqrt{R^2 + l_2^2} - R) \right]^{1/2}} \end{aligned} \quad (7.2-41)$$

当 $l_1 = l_2 \equiv l_0$ ， $a = a'$ 且 $R = \sqrt{(a^2 + b^2)/2}$ 时

$$k_e = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}} = \frac{R}{a} \sqrt{\frac{\sqrt{l_0^2 + a^2} - a}{\sqrt{l_0^2 + R^2} - R}} \quad (7.2-42)$$

图 7.2-21 是根据式 (7.2-42) 作出的变压器有效耦合系数 k_e 随二次线圈长度和等效半径变化的关系曲线。

图 7.2-21 (a) 所示是变压器有效耦合系数与线圈长度 l_0 的关系曲线，其中： $a=10\text{cm}$ ， $R=8.25\text{cm}$ 。 $l_0 > 20\text{cm}$ 以后， k_e 值增幅减缓，趋近于 0.81，若继续增加线圈长度，对提高耦合系数作用不大。

图 7.2-21 (b) 所示是有效耦合系数与等效半径的关系曲线，其中： $a=10\text{cm}$ ， $l_0=20\text{cm}$ 。随着 R 增大， k_e 值增大，当 $R=a$ 时， k_e 值达到 1。然而，实际情况中，由于漏感和边沿效应等因素，即使一、二次绕组完全重合，变压器耦合系数也不可能达到 1，只能接近 1。

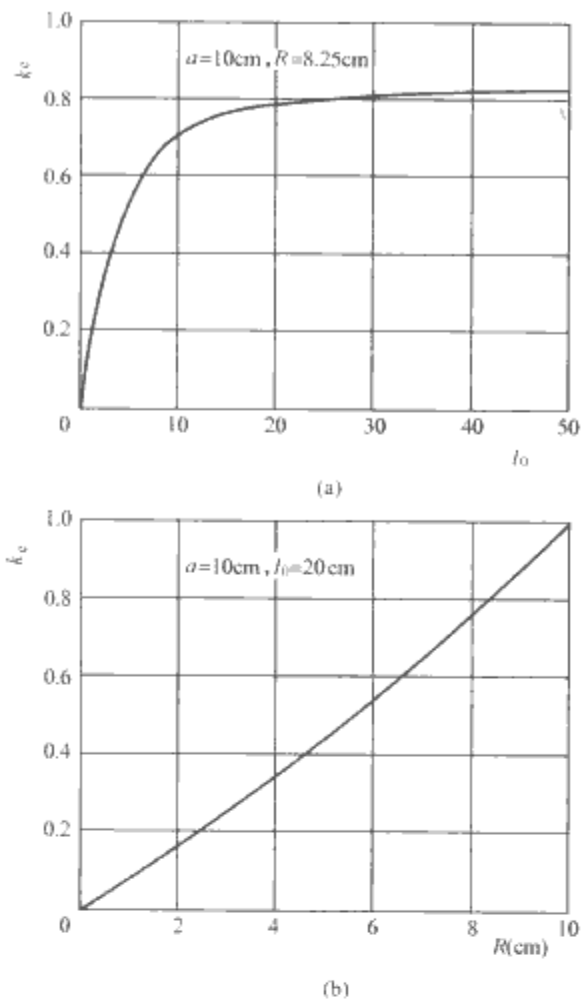


图 7.2-21 有效耦合系数 k_e 随二次绕组长度 l_0 和等效半径 R 变化曲线
(a) k_e 与 l_0 关系曲线; (b) k_e 与 R 关系曲线

3.3 紧凑特斯拉型高压纳秒脉冲源

俄罗斯科学院 G. A. Mesyats 院士和他的同事创造性地提出了把特斯拉变压器与脉冲形成线结合在一起的脉冲源设计方案,使装置结构更加紧凑。图 7.2-22 和图 7.2-23 给出了某种紧凑特斯拉型高压纳秒脉冲功率源原理结构及其外观照片。

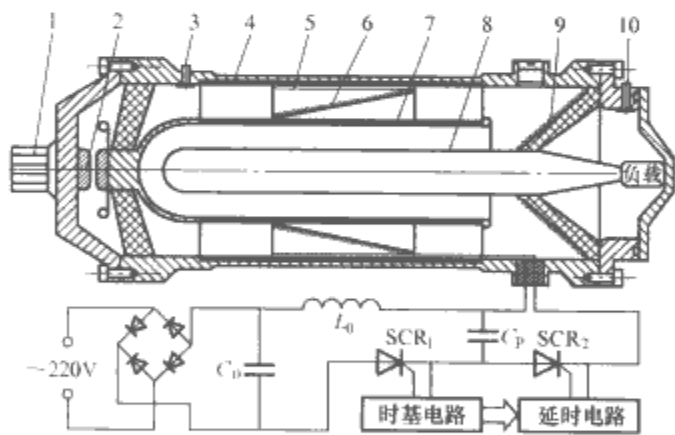


图 7.2-22 紧凑特斯拉型高压纳秒脉冲源原理结构图
1—主开关调节; 2—主脉冲开关; 3—充电监测; 4—外筒及磁心;
5—一次线圈; 6—二次线圈; 7—中筒及磁心; 8—内筒;
9—充电电感; 10—输出波形检测

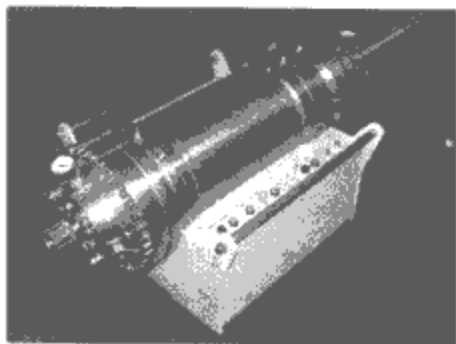


图 7.2-23 紧凑特斯拉型高压纳秒脉冲源外观照片

4 直线型脉冲变压器

4.1 工作原理和等效电路

直线型脉冲变压器本质上是变比为 1:1 的脉冲变压器,其一次侧通过多个支路并联放电获得电流倍增,利用电磁感应二次中心导体上实现多级串联,获得电压倍增。LTD 一般需要磁心,以便获得高的耦合效率,由于 LTD 串联并呈直线排列,称为直线型变压器,简称 LTD,为了便于多级串联, LTD 常做成模块化结构,与 Marx 发生器相比,其一次充、放电均为并联形式,一次电压绝缘要求不随级数增加,绝缘要求比 Marx 发生器低,二次绝缘一般采用真空磁绝缘或液体和固体的复合绝缘。其主要特点是 LTD 储能密度高,串并联方便; LTD 绝缘容易,一次充放电仅承受电容器的充电电压;回路固有电感小,容易获得短脉冲大电流。但也存在一定的缺点,如 LTD 需要磁心、装置重、一、二次耦合系数受磁心饱和制约、需要同步触发的开关数量多等。

单级 LTD 的结构原理如图 7.2-24 所示,多个电容器和开关组成的多个放电支路放置在金属外壳的箱体内部,开关 S 触发击穿后,电容器 C 通过包围磁心的一次回路和负载 R_L 的二次回路放电,由于一次回路含磁心,回路感抗远大于负载阻抗 R_L ,放电电流主要通过负载。负载位置也可以连接下一级 LTD,以获得更高的电压。典型的 LTD 模块化结构如图 7.2-25 所示,其等效电路如图 7.2-26 所示。

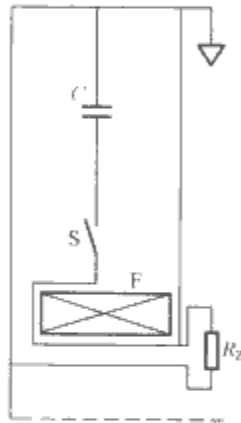


图 7.2-24 LTD 电气原理结构示意图

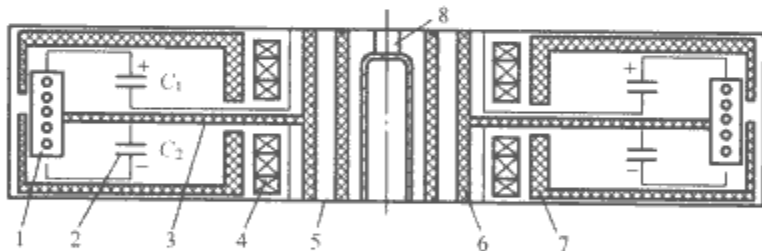


图 7.2-25 典型的 LTD 模块化结构示意图
1—多级多通道开关; 2—储能电容; 3—回流板; 4—磁心;
5—接地端; 6—凹型绝缘子; 7—二次绝缘子; 8—负载

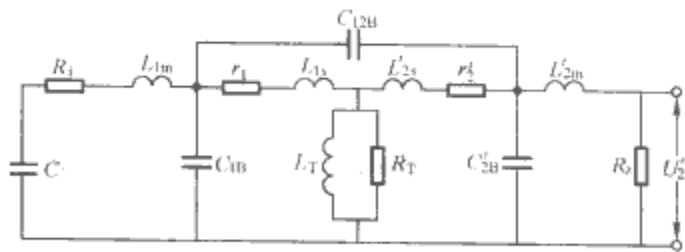


图 7.2-26 单模块 LTD 等效电路
 C —一次储能电容器; R_1 —一次回路等效电阻; L_{1m} —一次回路等效电感; L_{2m} —二次回路折合到初级时的等效电感; R_L —负载阻抗; L_{1s} —一次漏电感; L_{2s} —二次折合到一次的漏电感; r_1 —一次绕组电阻; r'_2 —二次折合到一次电阻; L_T —励磁电感; R_T —变压器损耗等效电阻; C_{1B} 、 C_{2B} —一次对地分布等效电容和二次折合到一次等效对地分布电容; C_{12B} —变压器一、二次回路之间等效电容

LTD 可接电感性负载, 如 LTD 直接驱动 Z 箍缩或与电感储能结合; 也可接电容性负载, 如给水介质储能电容器充电等。

4.1.1 LTD 连接电感负载时等效电路的近似解

LTD 变压器二次连接电感负载时, 等效电路如图 7.2-27 所示。

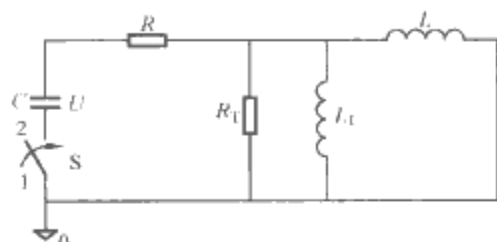


图 7.2-27 LTD 连接电感时的简化等效电路

R —放电回路的等效电阻; L —放电回路的等效电感;

C —储能电容器电容; S —理想开关;

L_T —励磁电感; R_T —损耗电阻

根据电路理论可得储能电容、回路电感上的电压和放电电流近似解分别为

$$U_C = \frac{U_0 \omega_0}{\omega} e^{-\delta t} \sin(\omega t + \beta) \quad (7.2-43)$$

$$U_L = -\frac{U_0 \omega_0}{\omega} e^{-\delta t} \sin(\omega t - \beta) \quad (7.2-44)$$

$$i = \frac{U_0}{\omega L} e^{-\delta t} \sin(\omega t) \quad (7.2-45)$$

式中: $\delta = \frac{R}{2L}$; $\omega^2 = \frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2$; $\omega_0^2 = \delta^2 + \omega^2$;
 $\beta = \arctan \frac{\omega}{\delta}$ 。

根据式 (7.2-45) 和电流过极值点的条件, 可以得到电流指数衰减因子 δ 、回路电感 L 、等效串联电阻 R 、电流峰值时刻 t_{1m} 和电流最大值 i_{1m} 分别为

$$\delta = \frac{2}{T} \ln \left(\frac{-I_n}{I_{n+1}} \right) \quad (7.2-46)$$

$$L = \frac{T^2}{4C} \left\{ \pi^2 + \left[\ln \left(\frac{-I_n}{I_{n+1}} \right) \right]^2 \right\}^{-1} \quad (7.2-47)$$

$$R = \frac{4L}{T} \ln \left(\frac{-I_n}{I_{n+1}} \right) \quad (7.2-48)$$

$$t_{1m} = (1/\omega) \arctan(\omega/\delta) \quad (7.2-49)$$

$$i_{1m} = \frac{U_0}{\omega L} \exp(-\delta t_{1m}) \sin(\omega t_{1m}) \quad (7.2-50)$$

式中: T 为放电回路振荡周期; $\omega = 2\pi/T$; I_n 为第 n 个放电电流峰值; I_{n+1} 为与 I_n 相邻的下一个放电电流峰值。根据上述公式和放电电流波形, 可计算 LTD 等效电路参数。

4.1.2 LTD 连接电容负载时等效电路的近似解

当 LTD 连接电容负载时等效电路如图 7.2-28 所示, 根据电路理论得到放电电流 i 、电流峰值 i_{max} 、电容 C_1 和 C_2 上的电压以及 C_2 电压极大值、 C_1 电压极小值分别近似为

$$i = (U_0/\omega L) \exp(-t/2\tau) \sin(\omega t) \quad (7.2-51)$$

$$i_{max} = U_0 / [(L/C)^{0.5} + 0.8R] \quad (7.2-52)$$

$$U_{C2} = \frac{U_0 C_1}{C_1 + C_2} [1 - \exp(-t/2\tau) \cos \omega t + (1/2\omega\tau) \exp(-t/2\tau) \sin \omega t]$$

$$U_{C1} = \frac{U_0 C_1}{C_1 + C_2} + \frac{U_0 C_2 \exp(-t/2\tau) [\cos \omega t + (1/2\omega\tau) \sin \omega t]}{C_1 + C_2} \quad (7.2-53)$$

$$U_{C2max} = \frac{U_0 C_1}{C_1 + C_2} [1 - \exp(-\pi/2\omega\tau)]$$

$$U_{C1min} = U_0 (C_1 + C_2) [C_1 - C_2 \exp(-\pi/2\omega\tau)] \quad (7.2-54)$$

从 C_1 到 C_2 的无损耗能量传输效率为

$$\eta = \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)^2} (1 - e^{-\pi/2\omega\tau})^2 \quad (7.2-55)$$

当 $R \rightarrow 0$, $\tau \rightarrow \infty$, 可得

$$U_{C2} = \frac{U_0}{C_1 + C_2} (1 - e^{-t/2\tau} \cos \omega t) \quad (7.2-56)$$

式中: $L = L_1 + L_2$; $\tau = L/R$; $C = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$; $\omega_0^2 = 1/LC$; $\omega^2 = \left| \frac{1}{LC} - \frac{1}{(2\tau)^2} \right|$ 。

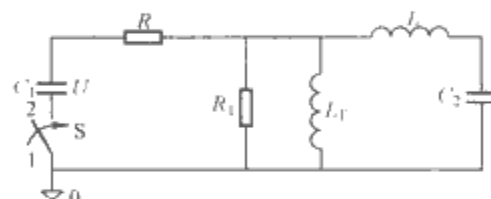


图 7.2-28 LTD 连接电容性

负载时近似等效电路

R —放电回路等效电阻; S —理想开关; C_1 —储能电容器; C_2 —脉冲形成线电容; L —一次回路等效电感和二次折合到一次等效电感之和; L_T —励磁电感; R_T —损耗电阻

4.2 电磁参数

图 7.2-29 为模块化 LTD 结构示意图, 根据此图推导计算 LTD 的电磁参数。

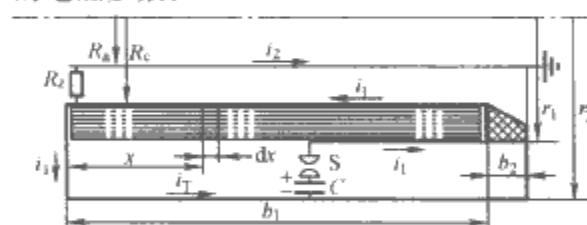


图 7.2-29 LTD 模块化结构示意图

R_a 、 R_c —LTD 二次内筒和外筒半径; b_1 —同轴线长度; b_2 —同轴线支撑绝缘子长度; r_1 —中筒半径; r_2 —LTD 外箱体半径; S —开关; C —储能电容; i_1 —一次电流; i_2 —二次电流; i_T —励磁电流

4.2.1 LTD 励磁电感

LTD 励磁电感即二次开路而磁心未饱和时的初级放电回路电感。

$$L_T = \frac{\mu_r \mu_0 S k_T}{2\pi(R_2 - R_1)} \ln \frac{R_2}{R_1} \approx \frac{\mu_r \mu_0 S k_T}{l} \quad (7.2-57)$$

式中: R_2 、 R_1 分别为磁心外半径和内半径, m; $l = 2\pi R$ 为磁心平均环长, m; $S = b(R_2 - R_1)$ 为磁心的截面积, m²; b 为磁心高度, m; $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ [H/m] 真空磁导率; k_T 为磁心叠片系数; μ_r 为磁心相对磁导率。

4.2.2 LTD 的漏感

对如图 7.2-29 结构的 LTD 模块, LTD 一、二次的漏感

为

$$L_s = \frac{\mu_0 b_1}{2\pi} \ln \frac{R_c}{R_a} \quad (7.2-58)$$

4.2.3 LTD 等效分布电容

对如图 7.2-29 所示结构的 LTD 模块, 一、二次之间的等效分布电容为

$$C_{12B} = \frac{2\pi\epsilon_0 b_1}{\ln(R_c/R_a)} \quad (7.2-59)$$

式中: $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} [\text{F/m}]$ 为真空介电常数。

一次绕组的等效分布电容为

$$C_{1B} = \frac{2\pi\epsilon_0 b_1}{3\ln(r_2/R_c)} \quad (7.2-60)$$

二次绕组对外筒的等效分布电容为

$$C_{2B} = \frac{2\pi\epsilon_0 b_1}{3\ln(r_2/R_a)} \quad (7.2-61)$$

4.3 磁心方程

4.3.1 电容负载时磁心磁感应增量 ΔB 与放电回路参数的关系

$$\Delta B^2 = \frac{\pi^2}{4} (\alpha + \beta) \mu \left(\frac{1}{2} n C U^2 \right) \frac{1}{l S k_T} \quad (7.2-62)$$

可变化成如下形式

$$\frac{W}{V} = \frac{4k_T \Delta B^2}{\pi^2 (\alpha + \beta) \mu} \quad (7.2-63)$$

α 和 β 定义为

$$\alpha = \frac{(NL/n)}{NL_T} = \frac{L/n}{L_T}$$

式中: n 为单级 LTD 并联的支路数; N 为 LTD 串联的级数; L 为一次回路的总等效电感; L_T 为励磁电感; μ 为脉冲磁导率; V 为磁心体积; W 为磁心能够传输的能量。

$$\beta = \frac{L_s + L_d}{NL_T}$$

式中: L_s 、 L_d 分别为二次等效电感和负载电感。

4.3.2 电感负载时磁心磁感应增量 ΔB 与放电回路参数的关系

定义系数 χ 表示放电回路总电感 L_Σ 与 LTD 漏感 L_s 之比为 $\chi = \frac{L_\Sigma}{L_s}$ 。

由变压器耦合系数公式 k 得到变压器漏电感与励磁电感的关系为 $L_s \approx (1-k)L_T$ 。

根据电磁感应定律, 可以推导出

$$\frac{U_1 T}{\pi} \xi = N \Delta B S k_T \quad (7.2-64)$$

式中: $T = 2\pi \sqrt{(1-k)\chi L_T C_1}$; L_T 为励磁电感; $\xi = e^{-\alpha t}$ 为励磁电感上电压表达式的指数衰减因子近似为常数, 代入式 7.2-65, V 为磁心体积; W 为磁心能够传输的能量, 变换可得

$$\frac{W}{V} = \frac{k_T \Delta B^2}{8\xi^2 (1-k)\chi\mu} = \frac{k_T \Delta B^2}{8\xi^2 \mu} \frac{L_T}{L_\Sigma} = \frac{k_T \Delta B^2}{8\xi^2 \mu (\alpha + \beta)} \quad (7.2-65)$$

4.3.3 提高 LTD 磁感应强度增量的措施

借助于脉冲电源对磁心反向磁化, 能够显著提高可利用的磁感应增量, 使需要的磁心体积下降。利用脉冲电源对磁心反向磁化的形式, 根据 LTD 和连接的负载具体结构等因素确定, 既可以利用一次回路, 也可以利用二次回路使磁心

复位。

4.3.4 磁心脉冲磁化时的损耗

磁心脉冲磁化时的磁滞与涡流损耗之和为

$$P_T = P_Z + P_W = \Delta B f V k_T \left(\Delta H + \frac{\Delta B \delta^2}{12 \rho_T t_k} \right) \quad (7.2-66)$$

式中: δ 为带材厚度; ρ_T 为磁心电阻率; t_k 为脉冲宽度; f 为工作频率。

4.4 耦合系数

根据变压器的耦合系数定义 $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$, 可推出图

7.2-29 所示结构的 LTD 的耦合系数 k 为

$$k = \sqrt{\frac{1}{1 + \left[\ln(R_c/R_a) + 0.5 \ln(r_2/r_1) + \frac{b_2}{b_1} \ln(r_2/R_c) \right] / [\mu_r \ln(r_1/R_c)]}} \quad (7.2-67)$$

式中: R_a 、 R_c 为 LTD 二次内筒和外筒半径; b_1 为同轴线长度; b_2 为同轴线支撑绝缘子长度; r_1 为中筒半径; r_2 为 LTD 外箱体半径。

上式说明磁心相对磁导率 μ_r 与磁心的截面积越大, 同轴线外半径和内半径的比值 (R_c/R_a) , (r_2/r_1) , (r_2/R_c) 越接近 1, 耦合系数 k 越大。

4.5 应用实例

4.5.1 特征放电时间为微秒级的 LTD

法国的 SPHINX 装置如图 7.2-30 所示, 其直径 16m, 高度 3m, 共 12 路 LTD 并联, 每路 10 个 LTD 模块串联, 总储能 3MJ, 短路放电电流上升时间约 $1\mu\text{s}$, 电流峰值 3MA, 主要用于直接驱动 Z 箍缩实验和电感储能/等离子体断路器研究。



图 7.2-30 法国的 SPHINX 装置

我国“强光一号”加速器的一次储能也为特征放电时间为微秒级的 LTD, 结构如图 7.2-31 所示。总储能 450kJ, 标称输出电压 3MV。

4.5.2 特征放电时间为百纳秒的 LTD 模块

俄罗斯大电流所 (HCEI) 近年研制成功目前世界上功率最大的 LTD 模块。它采用 80 只 GA31165 型塑壳电容器 (100kV, 40nF, 25nH, 270mΩ), 构成 40 路并联放电, 其结构和照片如图 7.2-32 所示。该模块输出指标: 在 0.1Ω 匹配负载时, 电流上升时间约 100ns, 峰值约 970kA, 功率达 100GW, 能量效率 72%。模块直径约 3m, 输出线直径 1.6m, 高度 22cm。

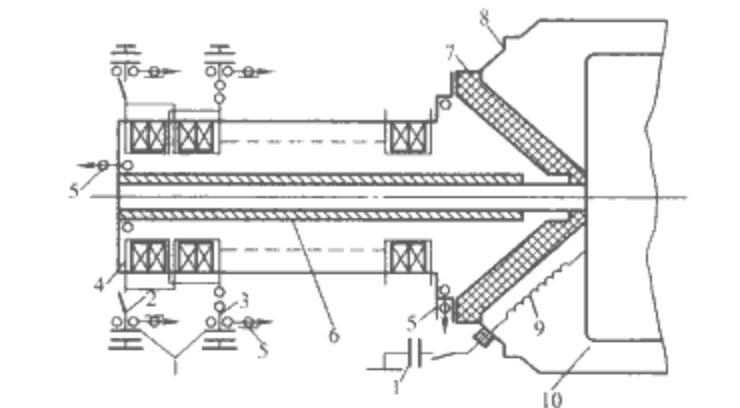


图 7.2-31 “强光一号”一次储能 LTD 结构示意图
1—储能电容器；2、3—气体开关；4—磁心；5—电流线圈；6—二次复合绝缘子；7—二次输出圆锥状绝缘子；8—水线过渡段；9—磁心复位电感；10—形成线内筒

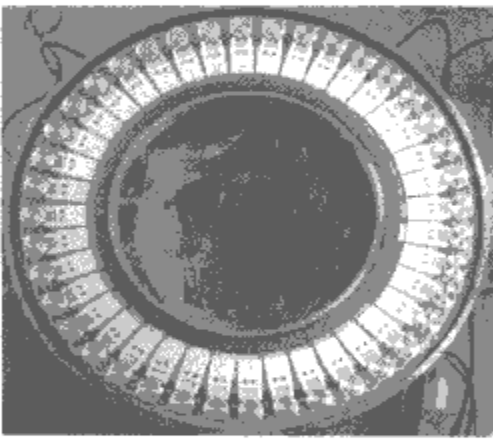
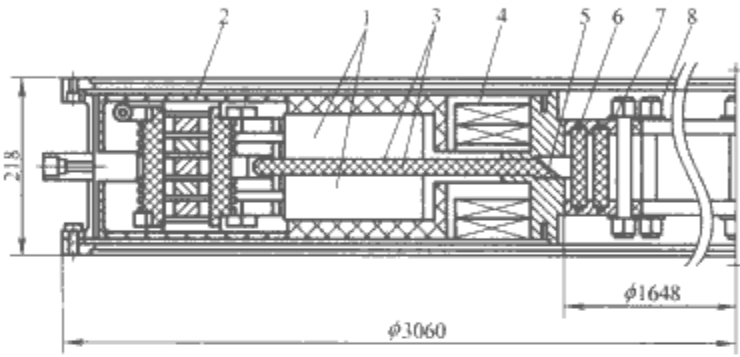


图 7.2-32 LTDZ 模块的结构示意图和照片
(a) 结构示意图；(b) 实物照片

- 1—GA31165 储能电容器；2—多间隙触发气体开关；
3—LTD 一次绕组输出板；4—ET3425 型硅钢变压器磁心；
5—聚乙烯绝缘子；6—真空或充油腔室；7—负载腔，
内装 NaCl 溶液，阻值 60~190mΩ；8—尼龙棒

5 爆磁压缩脉冲发生器

5.1 组成与工作原理

爆磁压缩发生器是一种把化学能转变成电磁能的装置，在这种装置中，炸药引爆释放的化学能推动导体转化成导体的动能，运动的导体压缩磁场，在导体回路中磁通守恒，把动能转化成磁能，使磁场放大或在回路的负载上产生大电流。爆磁压缩发生器的输出脉冲功率目前可以达到 1000GW 以上。

以常用的螺线管型爆磁压缩发生器 (HEMCG) 为例，如图 7.2-33 所示，它主要包括：①线圈，产生初始（种子）电流 I_0 的一次能源电路（包括电容器和电池等）；②装满炸药的空心导体；③螺线管；④线圈负载。

螺线管型爆磁压缩发生器的工作过程如图 7.2-34 所示，当一次能源电路的开关闭合以后，电容器组对螺线管、负载和电枢构成的回路放电，在初始（种子）电流快要达到最大值时，雷管被引爆，继而平面波发生器引爆主炸药，导体管向外膨胀并压缩磁场，螺线管、负载、导体管形成的回路俘获磁通。如果磁场被压缩得足够快，磁通将来不及穿透导体管，因磁通量守恒，磁场会很快增强且回路中的电流 $I(t)$ 增大。一般情况下，在负载上可得到比初始电流大十几到上百倍的电流。

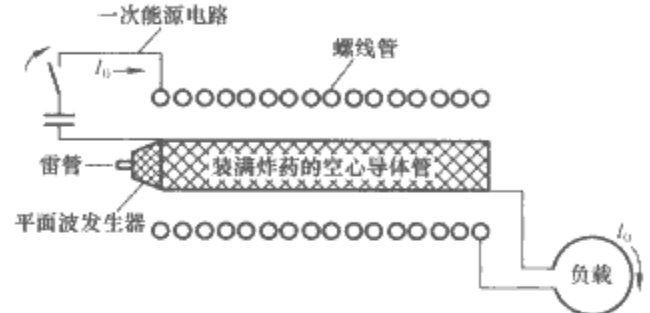


图 7.2-33 螺线管型爆磁压缩发生器的基本组成

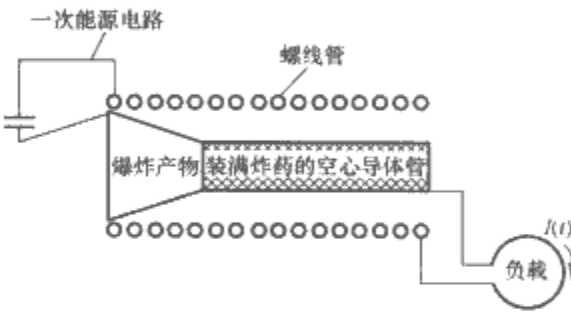


图 7.2-34 螺线管型爆磁压缩发生器的工作过程

5.2 等效电路

图 7.2-34 所示为爆磁压缩发生器的工作过程，其等效电路如图 7.2-35 所示，其中随时间变化的电感可以表示为

$$L(t) = L_R(t) + L_L \tag{7.2-68}$$

回路中的电流 $I(t)$ 满足

$$\frac{d}{dt}(LI) + R_R I = 0 \tag{7.2-69}$$

式中： L_R 为爆磁压缩螺线管随时间变化的电感； L_L 为负载电感，它是一个常数； R_R 为装置所有形式的磁通损耗。



图 7.2-35 爆磁压缩发生器的等效电路

方程 (7.2-69) 的解可以表示为

$$LI = L_0 I_0 \exp\left(-\int_0^t \frac{R_R}{L} dt\right) \tag{7.2-70}$$

式中： I_0 为初始（种子）电流； $L_0 = L_{R0} + L_L$ 是 $t = 0$ 时刻的初始电感。引入磁通压缩系数和电感压缩系数

$$\lambda_k(t) = \frac{LI}{L_0 I_0} = \exp\left(-\int_0^t \frac{R_R}{L} dt\right) \tag{7.2-71}$$

$$\lambda_L(t) = \frac{L}{L_0} \tag{7.2-72}$$

可以得到

$$I(t) = I_0 \gamma_1(t) = I_0 \gamma_L(t) \lambda_k(t) \tag{7.2-73}$$

式中： $\gamma_1(t)$ 为电流放大系数。

值得注意的是,当爆磁压缩发生器的磁通损耗 R_R 很小时,回路中的磁通 LI 近似保持守恒,磁场与回路中的电流成正比关系,当 L 减小时电流 I 和磁场 B 都变大。

5.3 主要分类

爆磁压缩发生器按照几何结构和形状可以分为如下几种:螺线管型爆磁压缩发生器如图 7.2-33 所示、柱型场爆磁压缩发生器如图 7.2-36 所示、条(带)状爆磁压缩发生器如图 7.2-37 所示、平板型爆磁压缩发生器如图 7.2-38 所示和同轴型爆磁压缩发生器如图 7.2-39 所示。这些装置的工作原理是相同的,由于螺线管型发生器与其他几种形式发生器相比具有初始电感大、体积小、结构紧凑、带负载能力强等特点,因此应用得最广泛。

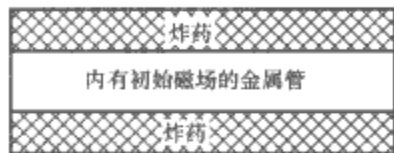


图 7.2-36 柱型场爆磁压缩发生器
(用于产生强磁场)

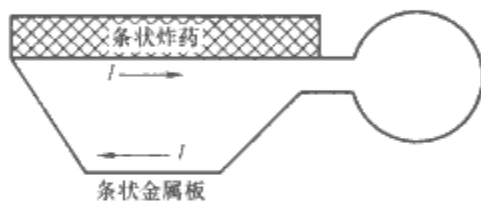


图 7.2-37 条(带)爆磁压缩发生器

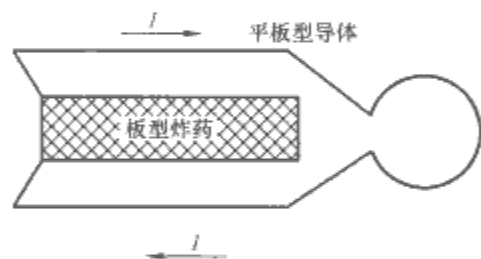


图 7.2-38 平板型爆磁压缩发生器

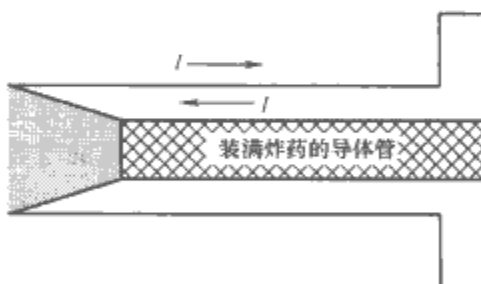


图 7.2-39 同轴型爆磁压缩发生器

目前螺线管型爆磁压缩发生器已经发展为最有前途的动态级联螺线管型爆磁压缩发生器。在很多爆磁压缩发生器的应用中,如驱动电爆炸丝和通过脉冲变压器对脉冲形成线充电等,既要求爆磁压缩发生器有较大的电流和能量放大倍数,又要求电流脉冲的上升时间短。为了得到大的电流和能量放大倍数,一方面可以增加螺线管的长度和直径,但长度的增加会增加电流脉冲的上升前沿,直径的增大会迅速增加电枢的内径从而使炸药量急剧增加(一般电枢直径为线圈直径的一半);另一方面可以增加绕线密度,但为了保证一定的通流能力,绕线又不能太细,实践证明当密度增加到一定程度时,磁通损耗相应会增加很多,反而使装置的功率放大能力下降。

动态级联型螺线管爆磁压缩发生器的基本原理就是通过动态变压器将多个爆磁压缩发生器级联起来。等效电路图如

图 7.2-40 所示,级间的磁通耦合也是通过变压器互感的方式进行,但这里变压器的二次侧就是第二级线圈本身,二次侧耦合的磁通全部参与第二级的压缩过程,从而提高了效率,具有较大的电流放大倍数,且结构更紧凑。

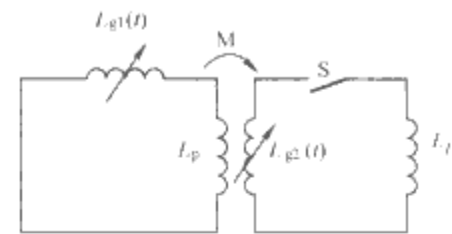


图 7.2-40 动态级联型螺线管爆磁压缩发生器

直接馈电的两级动态级联型螺线管爆磁压缩发生器的基本结构如图 7.2-41 所示。其中爆磁压缩发生器由两级螺线管爆磁压缩发生器构成,以下分别称为 HEMCG1 和 HEMCG2。其运行过程是:开关 S_0 接通后,储能电容器对 HEMCG1 放电,当电流快到最大值时,雷管起爆炸药,炸药推动电枢膨胀,HEMCG1 撬断开关 S_1 接通,HEMCG1 俘获磁通,电枢继续向右膨胀推进,压缩磁通,电流被放大,电枢继续膨胀与开关 S_2 接通,HEMCG2 俘获磁通,继续压缩放大能量。可以看出,当 HEMCG1 运行时,负载电流为零,这样可以让 HEMCG1 线圈具有较长的长度和较大的电感,从而得到较大的能量放大倍数,同时如果 HEMCG2 线圈较短,运行时间就较短,从而在负载上得到快速上升的电流脉冲。

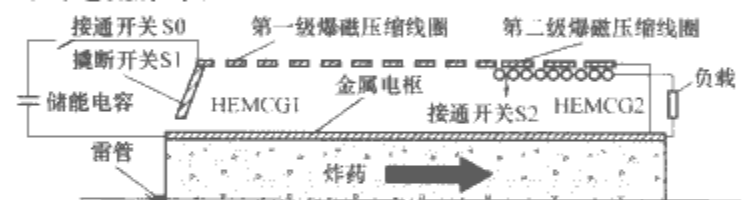


图 7.2-41 动态级联型螺线管爆磁压缩发生器的基本结构

动态级联型螺线管爆磁压缩发生器典型的结构和运行参数是外径为 $\phi 160\text{mm}$,长度为 500mm ,炸药量为 1.2kg ;在负载为 $4\mu\text{H}$ 的情况下,负载上输出的电流为 120kA ,电流上升时间为 $18\mu\text{s}$ 。

5.4 应用实例

爆磁压缩发生器是一种高能量和大功率的装置,典型的应用是产生超强电磁辐射、极限条件下材料特性研究、产生超强磁场、励磁二极管从而产生强流电子束以及驱动产生高功率微波等。其局限性是只能单次脉冲运行,是一次性使用的装置。

例如,利用爆磁压缩发生器可以驱动高功率微波源产生高功率微波,如图 7.2-42 所示。该系统主要包括初级能源、爆磁压缩发生器、脉冲功率调制器、高功率微波源及微波发射系统。初级能源使用蓄电池加逆变充电系统,为爆磁压缩

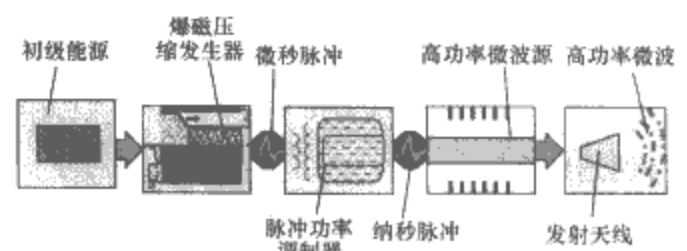


图 7.2-42 动态级联型螺线管爆磁压缩发生器的基本结构

发生器提供初级种子电流，爆磁压缩发生器把电流放大后产生一个微秒电脉冲，该电脉冲经过脉冲调制器产生一个纳秒电脉冲，并作用于二极管上产生强流相对论电子束，电子束经过高功率微波源的电磁结构产生高功率微波，并通过天线发射出去。

6 电容储能型纳秒脉冲产生器

6.1 基本原理

电容储能的纳秒脉冲产生器是以电容形式充电储能，以传输线形式放电时在负载上形成脉冲电压，所以又叫脉冲形成线（PFL）。以单同轴传输线为例，典型的电容储能纳秒脉冲产生器如图 7.2-43 所示。电源 E 通过电阻 R' 向同轴电容充电，充电到电源电压后，开关 S 导通，同轴电容以传输线形式向负载 R 放电，在负载上形成纳秒脉冲电压。

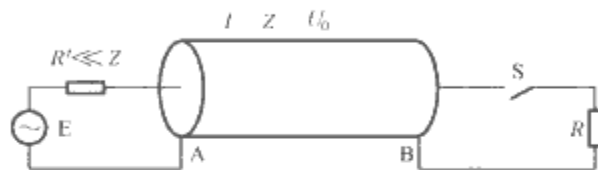


图 7.2-43 基于单同轴传输线的纳秒脉冲产生器原理图

传输线的形式有单筒传输线、双筒（Blumlein）传输线、多根带状传输线、层叠传输线、阿基米德螺旋线传输线等。

对于长度为 l ，阻抗为 Z ，充电到 U_0 的单筒传输线，在开关闭合后，传输线在负载上形成一个如图 7.2-44 所示的幅值为 $\frac{U_0}{2}$ 、宽度为 $2l/v$ 的脉冲（其中 v 为介质中的波速）。由于开关和负载的分布参数，图中虚线表示实际能够得到的波形。

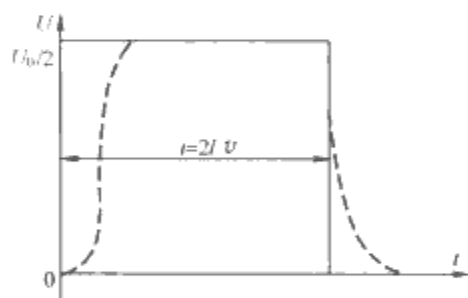


图 7.2-44 匹配状态下负载上得到的电压波形

当负载与传输线的阻抗匹配时，传输线在时间 $T=2l/v$ 内将储存的电能量全部释放给匹配负载。

$$W = i_R^2 RT = \frac{U_0^2}{4Z} \frac{2l}{v} = \frac{U_0^2}{2} \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} \sqrt{C_0 L_0} = \frac{U_0^2}{2} C_0 l = \frac{1}{2} C_B U_0^2 \quad (7.2-74)$$

当负载与传输线阻抗不匹配时，在负载上得到的电压幅值与负载和传输线特性阻抗有关

$$U_R = \frac{R}{R+Z} U_0 = \gamma U_0 \quad (7.2-75)$$

式中： γ 为透射系数。

当负载阻抗 $R>Z$ 时，负载上得到最大幅值高于 $U_0/2$ 的衰减波；当负载 $R<Z$ 时，负载上得到最大幅值小于 $U_0/2$ 的振荡波，如图 7.2-45 所示。传输线不能在 $2l/v$ 的时间内把所有的能量释放给负载。

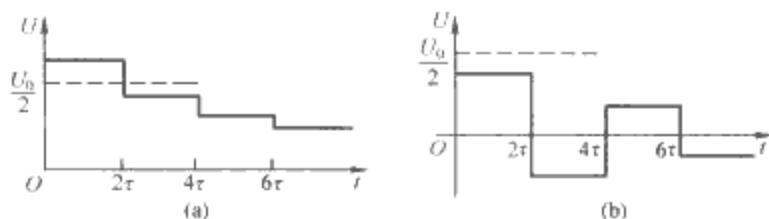


图 7.2-45 不匹配负载上的电压波形
(a) $R>Z$ 时的波形；(b) $R<Z$ 时的波形

传输线的特性阻抗和波在其中的传输速度均取决于其单位长度上的电感和电容等分布参数。对内外直径分别为 d 和 D 的同轴传输线单位长度的电容和电感分别为

$$C_0 = \frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{D}{d}} \quad (7.2-76)$$

$$L_0 = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{D}{d} \quad (7.2-77)$$

对于宽度为 b 和间距为 d 的平板传输线，当 $b \gg d$ 时，其单位长度的电容和电感分别为

$$C_0 = \frac{\epsilon b}{d} \quad (7.2-78)$$

$$L_0 = \frac{\mu d}{b} \quad (7.2-79)$$

传输线的特性阻抗和传输速度分别为

$$Z = \sqrt{L_0/C_0} \quad (7.2-80)$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \quad (7.2-81)$$

6.2 倍压传输线

单同轴传输线和单平板传输线在负载上形成的电压脉冲为充电电压的一半，为了在负载上获得更高的电压幅值，可采取双同轴线或者倍压传输线和阿基米德螺旋线传输线。

双同轴传输线由三根同轴线组成，其结构如图 7.2-46 所示，一次电源连接到中筒，外筒接地，内筒通过一个电感 L_g 与外筒相接（充电时电感相当于短路，放电时电感相当于开路），开关安装在中筒与内筒之间或中筒与外筒之间，负载连接在内外筒之间。内筒与中筒构成的电容为 C_{B1} ，波阻抗为 Z_1 ，中筒与外筒构成的电容为 C_{B2} ，波阻抗为 Z_2 ，负载为 R_T 。

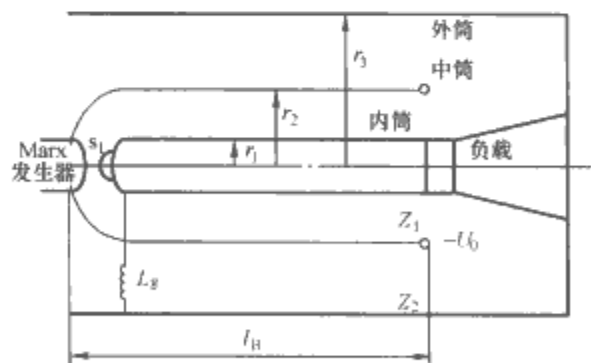


图 7.2-46 双同轴线结构

初级电源对 C_{B1} 和 C_{B2} 两个电容同时充电到 U_0 时，开关 $S1$ 导通，放电过程开始。当负载 $R_T = Z_1 + Z_2$ ，且 $Z_1 = Z_2$ ，在 $t = \tau$ 到 $t = 3\tau$ 的时间，负载 R_T 上内获得一个幅值为 U_0 ，脉宽为 $T = 2\tau$ ，形状近似于矩形的电压脉冲，如图 7.2-47 所示。

当内外传输线的阻抗不相等，且其和也不等于负载电阻 R_T 时，波在负载上的折反射就更为复杂。在 $\tau \sim 3\tau$ 之间，

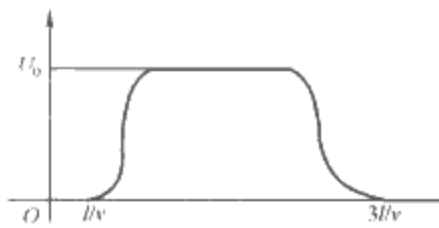


图 7.2-47 双同轴线负载获得的电压波形

仍然形成一个主脉冲,但在 3τ 以后的时间负载上的电压波与单同轴线相似。

多根传输线串联可以获得更高的脉冲电压,多根传输线串联有直线型和同轴型两种结构,如图 7.2-48 所示。每根传输线均充电到 U_0 ,由于相邻两根传输线上的电压极性相反,充电时负载上的电压为零。当开关导通后,经 $t=l/v$ 时刻,入射电压波到达负载,理想状态下,负载上将获得的电压为

$$U_{\text{out}} = nU_0 \frac{R_T}{nZ + R_T} \quad (7.2-82)$$

式中: n 为传输线根数;线路的输出阻抗为 $U_{\text{out}} = nZ$;脉冲宽度仍为 $T=2l/v$ 。

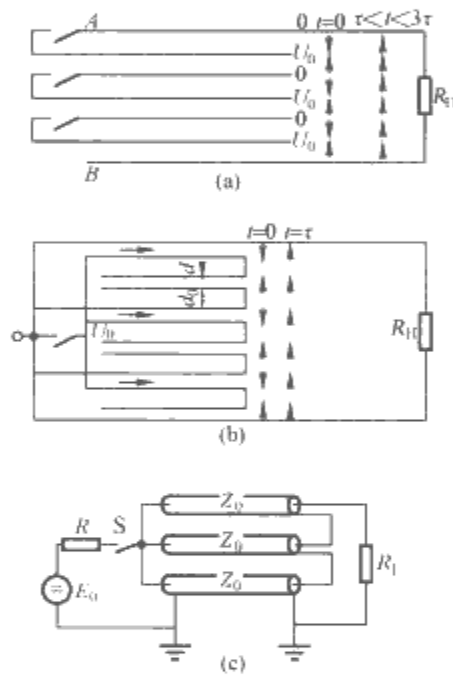


图 7.2-48 多根带状和同轴型传输线

- (a) 多个平板传输线、多个开关组成的倍压传输线;
(b) 共用一个开关,由基板电极组成的多层倍压传输线;
(c) 共用一个开关的多根同轴型倍压传输线

若把长度为 l ,阻抗为 Z 的带状传输线卷成 n 匝螺旋形状就构成阿基米德螺旋线传输线,如图 7.2-49 所示。开关接在传输线的始端或者中间,负载分别接在传输线始端和终端两极之间。传输线充电到 U_0 后,开关导通,电压波从始端向内传输,随着波的传输,相邻两层传输线的电容被串联起来,当波传输到终端时,理想情况下,始端和终端的电压将倍增到 nU_0 ,当负载阻抗 $R_T \gg nZ$,负载可获得 $2nU_0$ 电压。

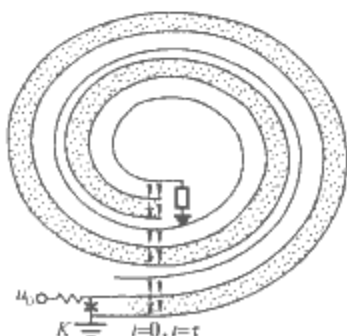


图 7.2-49 螺旋线传输线

负载上电压上升到最大值的时间为

$$\tau = \pi n D \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c} \quad (7.2-83)$$

式中: D 为螺旋线的平均直径; ϵ_r 为介质的相对介电常数; c 为光速。

在 $0 < t < \tau$ 时间内,输出电压幅值为

$$U_{\text{out}}(t) = 2U_0 \frac{t}{\tau_T} \quad (7.2-84)$$

在 $\tau < t < 2\tau$ 时间,输出电压幅值为

$$U_{\text{out}}(t) = 2U_0 \left(n - \frac{t-\tau}{\tau_T} \right) \quad (7.2-85)$$

式中: τ_T 为波通过各匝的平均时间。

螺旋线传输线的输出电容为

$$C = \frac{\pi D W \epsilon}{2nd} \quad (7.2-86)$$

式中: W 为电极宽度, d 为电容两极间距。

6.3 传输线的充电

传输线充电有两种方式,即直流充电和脉冲充电。脉冲充电时,传输线与前级储能单元(典型线路为 Marx 发生器或 LTD)之间是典型的谐振充电。

传输线电容 C_B 由发生器的输出电容 C_m 充电时,理想情况下,传输线上的充电电压为

$$U_B(t) = \frac{2C_m}{C_m + C_b} U_m (1 - \cos \omega t) \quad (7.2-87)$$

其中 $\omega = \sqrt{\frac{C_m + C_B}{L_m C_m C_B}}$

传输线上获得的峰值电压为

$$U_{B\text{max}} = \frac{2C_m}{C_m + C_b} U_m \quad (7.2-88)$$

Marx 发生器到传输线的无损电压传输效率为

$$\eta_V = \frac{U_B}{U_m} = \frac{2C_m}{C_m + C_b} \quad (7.2-89)$$

Marx 发生器传递到形成线的能量为

$$W_{l\text{max}} = \frac{1}{2} C_B U_{B\text{max}}^2 = \frac{4C_B C_m}{C_m + C_m} \times \frac{1}{2} C_m U_m^2 = \frac{4C_m C_B}{(C_m + C_B)^2} W_m \quad (7.2-90)$$

Marx 发生器到传输线的无损能量传输效率为

$$\eta_E = \frac{W_{l\text{max}}}{W_m} = \frac{4C_B C_B}{C_m + C_B} \quad (7.2-91)$$

6.4 传输线的介质

传输线的介质主要有液体介质和固体介质。液体介质主要有变压器油、去离子水和甘油等,一般应用于大型纳秒脉冲产生器。固体介质有聚乙烯、尼龙、有机玻璃等材料,一般应用于小型高压脉冲产生器。在采用液体绝缘介质时,还需要固体介质作为支撑件而构成复合绝缘。一般低阻抗传输线采用介电常数较大的去离子水和甘油,而高阻抗传输线采用变压器油。在大型脉冲功率装置中,传输线一般要承受兆伏级的高电压,其尺寸庞大、造价高,介质中的绝缘设计尤其重要。

去离子水是低阻抗传输线绝佳的绝缘介质,但水中含气甚至形成气泡却是低阻抗水介质传输线中的绝缘难题。气泡是导致绝缘破坏的最直接因素,消除水中气泡也是保证水介质传输线绝缘安全的关键技术。水中气体的溶解度随温度、压力、电磁场等各种因素而变化,通过控制水中溶解度,使水中各种气体的溶解量处于欠饱和状态而不能析出形成气泡,以达到消除水中气泡的目的。

小型脉冲功率装置中的电容储能型纳秒脉冲产生器多采用固体介质,如美国 TITAN 公司的 PT55 脉冲产生器采用螺旋线倍压器,其传输线层间采用聚酯类绝缘体,而其另一类纳秒高压脉冲产生器采用双层传输线,绝缘介质采用介电常数较高的钛酸钡固体介质。

6.5 应用实例

目前电容储能型纳秒脉冲产生器是大型脉冲功率装置中的常规技术,美国的 AURORA 装置输出电压 15MV、脉冲宽度 120ns,4 台并联,电流为 $4 \times 400\text{kA}$,是国际上双同轴传输线型电压最高的脉冲功率装置;国内典型油介质双同轴线脉冲功率装置如“闪光一号”和“晨光号”;“闪光二号”和“强光一号”采用的是水介质单同轴线。图 7.2-50 所示是“闪光一号”的双同轴传输线型纳秒脉冲产生器,图 7.2-51 所示是“闪光二号”单同轴线型纳秒脉冲产生器,图 7.2-52 所示是美国 TITAN 公司的 PT55 脉冲产生器中的螺旋线传压器。



图 7.2-50 “闪光一号”的双同轴线

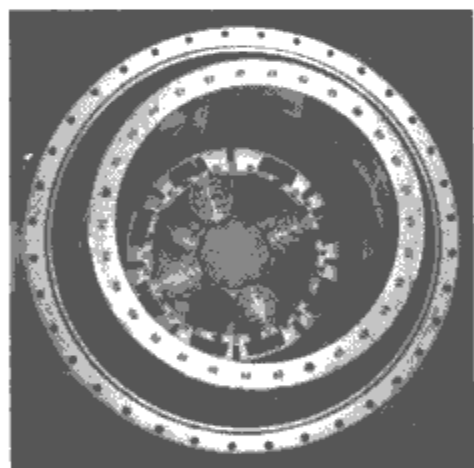


图 7.2-51 “闪光二号”的单同轴传输线

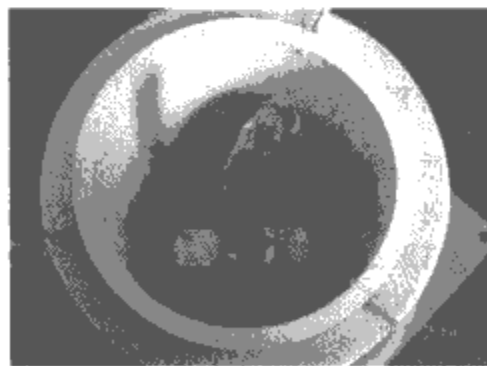


图 7.2-52 PT55 脉冲产生器中的螺旋线传压器

7 电感储能型纳秒脉冲产生器

本节所述电感储能型纳秒脉冲产生器是指前级储能与储能电感和断路开关组合构成的脉冲功率系统,前级储能可为水(油)介质同轴状或平板状中储电容,也可为 Marx 发生器或直线型变压器(LTD),储能电感可为外加的螺旋管电感或真空同轴线电感,而断路开关主要有等离子体断路开关(POS)、电爆炸导体断路开关(EEOS)和半导体断路开关(SOS)等。

7.1 等效电路

7.1.1 集中参数等效电路

电感储能装置一般由初级储能(Marx、LTD 或脉冲电容器组)、充电电感(真空同轴线或螺旋管电感)、断路开关(POS、EEOS 或 SOS 等)和负载组成。其基本工作原理是:断路开关在初级储能对储能电感的充电时间内保持导通,电容器储存的电能转化为充电电感的磁能,当储能电感中的电流接近峰值时,断路开关在极短的时间断开(一般 100ns、10ns 甚至更短),在开关断开过程中,储能电感中的电流几乎保持不变,由于断路开关阻抗增加的速度极快, $\frac{di}{dt}$ 变化

很大,储能电感两端的感应电压 $L \frac{di}{dt}$ 比初级储能的充电电压高数倍,该高压脉冲施加到负载上,电流约为储能电感充电电流最大值,脉冲前沿取决于开关断开的速度以及断路开关与负载之间电感、负载电感等参数。

断路开关在传导电流的过程中,不同的断路开关具有不同的物理机理。下面以等离子体断路开关(POS)为例分析电感储能系统的等效电路,如图 7.2-53 所示。

假设, $t=0$ 时刻,储能电感 L_1 由前级储能充电至电流 $I_1(0) = I_0$,一次储能电压 U_m 下降为 0 (实际情况有一定残压),为给电感 L_1 有效充电,应选择 $L/R_g \sim T_p$ (T_p 为输出脉冲持续时间),断路开关阻抗 R_s 迅速上升,电路方程

$$\left. \begin{aligned} R_g I_1 + L_1 \frac{dI_1}{dt} + R_s (I_1 - I_2) &= 0 \\ R_d I_2 + L_2 \frac{dI_2}{dt} + R_s (I_2 - I_1) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (7.2-92)$$

图 7.2-53 电感储能与断路开关 (POS) 装置等效电路图

对上述电路方程分析可知,欲获得高的脉冲压缩比、功率倍增和能量转化效率,要求开关断开的电阻 R_s 满足

$$R_s \gg R_d \gg R_g; L_2 \ll L_1 \quad (7.2-93)$$

负载电流上升时间 $t_r \sim L_2/R_s$,脉宽 $t_H \sim L/(R_g + R_d)$,要求 $t_r < t_H$,否则负载的功率和能量将降低。

在理想情况下,假定初级储能内阻 $R_g = 0$,断路开关和二极管之间的电感 $L_2 \approx 0$,储能电感 $L = L_m + L_1$,断路开关是完全理想的开关,即在导通时间 t_c 内,开关阻抗 $R_s \approx 0$,前级储能对电感充电结束时刻,开关传导电流为 I_0 ,然后断路开关阻抗瞬时增到很大阻抗 R_s ,则二极管负载得到峰值电压 $U_{dm} = I_0 R_s$,其中 I_0 为

$$I_0 = U_m \sin(\pi t_c / 2t_q) / \sqrt{L/C_m} \quad (7.2-94)$$

t_q 是前级储能对储能电感 L 谐振充电的 $1/4$ 周期

$$t_q = \frac{\pi}{2} \sqrt{LC_m} \quad (7.2-95)$$

t_c 是断路开关的导通时间。

一次电容储能:

$$W = \frac{1}{2} C_m U_m^2 \quad (7.2-96)$$

电感储能

$$W = \frac{1}{2} L I_0^2 \quad (7.2-97)$$

从一次储能到充电电感能量转换效率

$$\eta_1 = L I_0^2 / C_m V_m^2 = \sin^2 \theta \quad (7.2-98)$$

θ 定义为断路开关的导通角

$$\theta = \pi t_c / 2 t_q \quad (7.2-99)$$

开关断开后负载的电流

$$I_d(t) = I_0 \exp(-R_d t_H / L) \quad (7.2-100)$$

如二极管的等效阻抗为 R_d , 则二极管得到的能量

$$W_d = \int_0^{t_H} R_d I_d^2(t) dt = L I_0^2 [1 - \exp(-2 R_d t_H / L)] / 2 \quad (7.2-101)$$

从充电电感到负载的能量传输效率

$$\eta_2 = 1 - \exp(-4 L_s / L) \quad (7.2-102)$$

总的能量传输效率

$$\eta = [1 - \exp(-4 L_s / L)] \sin^2 \theta \quad (7.2-103)$$

定义 L_s 为 Shannon 电感

$$L_s = \frac{U_{dm}^2 t_H}{2 P_{dm}} = \frac{t_H R_d}{2} \quad (7.2-104)$$

式中: U_{dm} 为负载上的电压; P_{dm} 为负载上的功率。

Shannon 电感的重要性在于当储能电感等于 L_s 时, 储存在电感 L 中能量的 98%, 在有限的时间 t_H 内传输到负载, 能量的其余部分在 t_H 之后消耗, 或者在初级储能和 L 之间振荡。要获得较高的能量传输效率, 要求系统电感要尽可能小, 断路开关导通时间接近充电回路谐振充电周期的 $1/4$ 。

由于实际情况, 任何一种断路开关都不可能是理想的, 为了分析简单, 并有实际意义, 假定开关阻抗服从下式

$$R_s = \begin{cases} \alpha t & 0 \leq t \leq t_H \\ \alpha(2t_H - t) & t_H \leq t \leq 2t_H \end{cases} \quad (7.2-105)$$

断路开关与二极管并联, 假定二极管阻抗固定, 发生器内阻 $R_g = 0$, 开关与二极管之间的电感 $L_2 \approx 0$, 设计时要求 $L_2 \ll L$, 忽略 L_2 对能量传输效率的影响。根据基尔霍夫定律电路的微分方程为

$$\left. \begin{aligned} L \frac{dI_1}{dt} + R_s(I_1 - I_2) &= 0 \\ R_d I_2 + R_s(I_2 - I_1) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (7.2-106)$$

上述电路方程可以采用数值方法求解, 也可利用 PSpice 电路分析软件对电路进行分析、仿真, 得到电路的电压、电流的波形。

7.1.2 传输线等效电路分析

当负载电流上升时间 $t_r \propto L_2 / R_s$, 输出脉冲宽度 $t_H \propto L / (R_g + R_d)$ 接近储能元件的传输时间, 应当考虑有限的开关断开时间和有限的传输时间效应, 等效电路采用传输线电路如图 7.2-54 所示。

$\tau_1 = L_1 / Z_1$, $\tau_2 = L_2 / Z_2$, 随着开关的闭合, L_1 充电至 I_0 , 前向电压波 $V_+ = I_0 Z_1 / 2$, 反向电压波 $V_- = -I_0 Z_1 / 2$, 开关电压 $V_s = V_+ + V_- = 0$, 开关电流 $V_s = V_s / Z_1 = I_0$, 此时开关断开, 若断开时间小于 $2\tau_1$, 输出脉冲宽度约 $2\tau_1$ 。为了防止电压波在负载端发生反射, 传输线末端应匹配, 即 $R_d =$

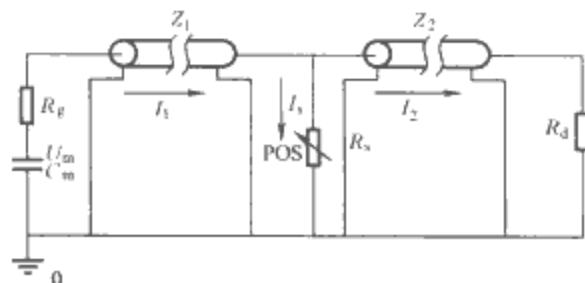


图 7.2-54 电感储能与断路开关装置传输线分析电路

Z_2 , 电感储存的能量, 在开关完全断开时传到负载, 时间宽度 $2L_1 / Z_1$, 功率 $I_0^2 Z_1 / 4$, 为此系统应设计成 $R_d = L_2 / \tau_2 = L_1 / \tau_1$ 。 L_1 、 L_2 分别为传输线 Z_1 和 Z_2 的等效电感。

7.2 应用实例

7.2.1 “强光一号”装置初级储能 LTD 与电爆炸导体断路开关 (EEOS)

“强光一号”装置有一种工作状态为 LTD 与电感储能/电爆炸导体断路开关组合方式, 负载为高功率电子束二极管。LTD 对 $8.0 \mu\text{H}$ 储能电感充电, 时间约 $1.7 \mu\text{s}$, 当电爆炸导体断路开关断开时, 电压从 2MV 增至约 4MV , 脉宽从 $1.7 \mu\text{s}$ 压缩为 $150 \sim 250\text{ns}$, 电流 120kA 。此种工作方式的开关结构如图 7.2-55 所示, 图 7.2-56 为其等效电路图。

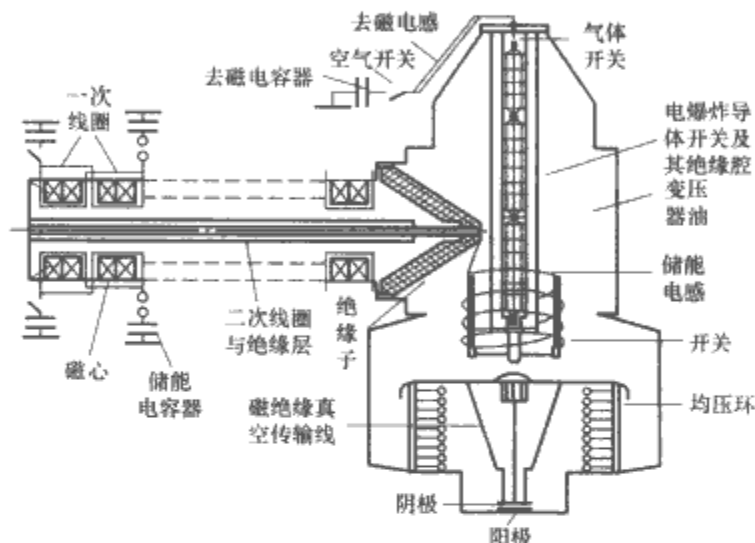


图 7.2-55 “强光一号”电感储能与电爆炸导体断路开关结构

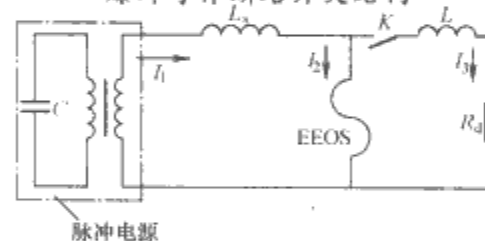


图 7.2-56 系统等效电路图

L_s —储能电感; L —二极管电感; I_1 —流经 L_s 的充电电流;
 I_2 —流经 EEOS 的电流; K —峰化开关; R_d —二极管阻抗

7.2.2 RS-20 加速器初级储能 Marx 与等离子体断路开关

RS-20 加速器是一台带等离子体断路开关 (POS) 电感储能型重复率脉冲 X 射线装置, 采用空气绝缘和电感隔离充电的 Marx 发生器, 加真空储能电感和带辅助磁场 POS, 形成 100ns 高电压脉冲加到二极管, 如图 7.2-57 所示。其

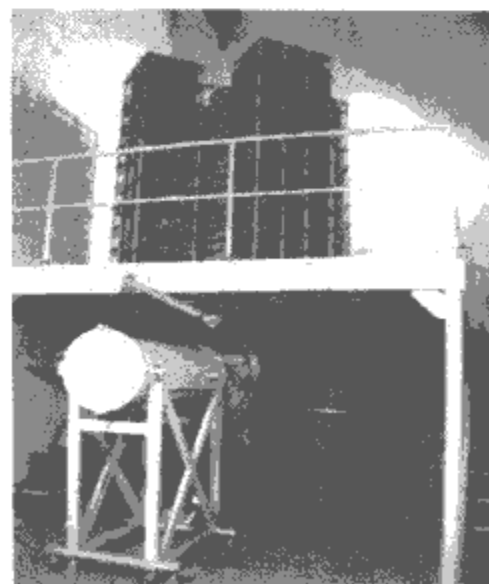


图 7.2-57 RS-20 加速器

基本原理是：POS 利用脉冲等离子体源注入到开关区域的等离子体接通真空同轴线电感的阴阳极，初级储能 Marx 对真空同轴线电感充电，电流接近峰值 80kA 时，POS 快速断开，释放电感的磁能到二极管，电压倍增 3 倍，二极管电压达 3MV，脉宽压缩比为 8 倍，电流脉宽从 800ns 压缩为 100ns，二极管产生高能电子束轰击钨靶产生韧致辐射。图中，平台上面为 4 路并联输出 1MV 的 Marx 发生器、高压绝缘子，下面为真空室，内含 POS、二极管等。

8 感应电压叠加器

感应电压叠加器 (Inductive Voltage Adder, IVA) 本质上也是一种脉冲变压器，其工作原理与 LTD 基本相同，IVA 感应腔初级脉冲一般由前级脉冲功率系统（如脉冲形成线 PFL）提供，与 LTD 相比，IVA 前级脉冲前沿更陡和幅值更高。

8.1 工作原理

IVA 电气结构如图 7.2-58 所示，由 N 个完全相同、圆柱对称的感应腔叠加组成，感应腔之间通过金属圆柱的环形端面连接，其激励脉冲从感应腔外圆柱表面开孔引入。箭头给出了电流路径，电压直接串联后加到负载。

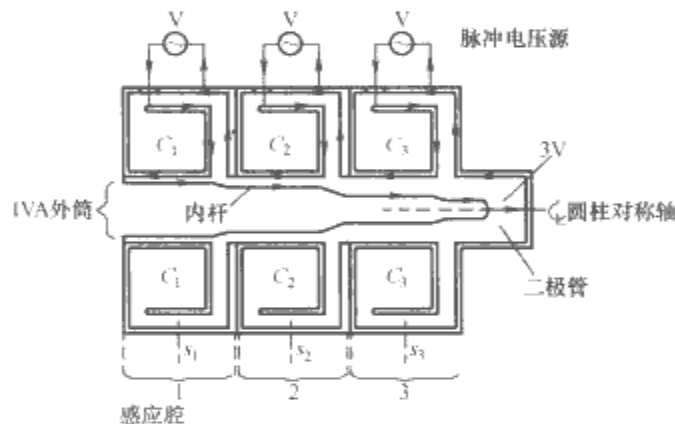


图 7.2-58 IVA 电气结构图

8.2 设计要点

IVA 感应腔的典型结构如图 7.2-59 所示，主要由绝缘子堆、均压环、角向传输线、屏蔽电极、真空传输线 (VITL) 或磁绝缘传输线 (MITL)、磁心等部分组成。

8.2.1 IVA 感应腔绝缘子堆

IVA 感应腔绝缘子堆的作用：它是真空与液体的分界面，其电感正比于截面积，与承受电压的平方成正比 $L \propto U^2$ 。IVA 绝缘子堆总电感为每级感应腔绝缘子堆电感之和，正比于总长度和串联级数， $L \propto nU^2$ 。因此，IVA 绝缘子总电感远低于全电压 (nU) 绝缘子堆的电感 [$L \propto (nU)^2$]；感应腔的一次脉冲功率源相对容易制造，因为所有脉冲形成线 (PFL) 外筒处于地电位、电压相对较低，因此，系统可靠性提高；IVA 磁心一般为非晶而不采用铁氧体，非晶材料的 $\Delta B > 3T$ ，远大于铁氧体的 0.5T，这进一步缩短了感应腔长度，有利于减小电感；IVA 一般运行在磁绝缘状态，工作电场可远大于电子发射阈值，感应腔二次真空传输线的外筒半径小，进一步减小了 IVA 总电感，有利于获得陡前沿的电压脉冲。

8.2.2 IVA 二次真空磁绝缘传输线的阻抗设计

由于 IVA 二次真空磁绝缘传输线 (MITL) 的电气传输时间与脉冲持续时间可比，为了使一次能量有效耦合到负载和获得快前沿脉冲，MITL 阻抗要与脉冲源和负载匹配。有

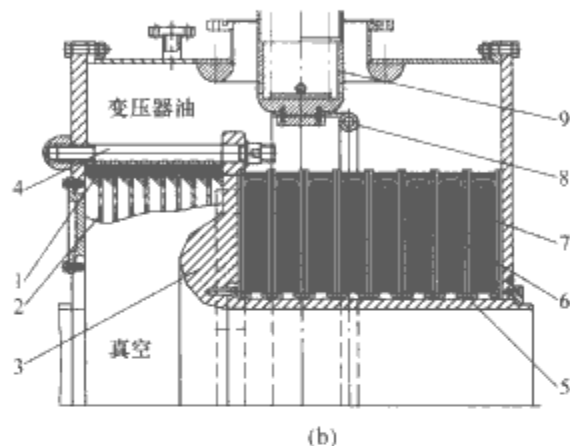
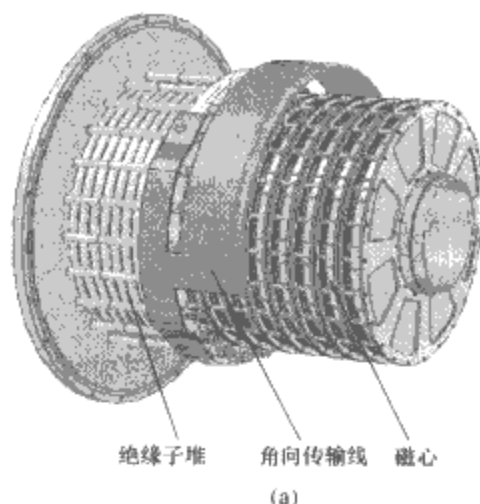


图 7.2-59 IVA 感应腔的典型结构

(a) 立体图；(b) 平面结构图

1—绝缘子；2—均压环；3—屏蔽电极；4—绝缘堆拉杆；5—VITL 或 MITL 外筒；6—磁心之间的绝缘子；7—磁心；8—角向传输线屏蔽电极环；9—感应腔溃入脉冲线内筒

两种匹配方式：MITL 阻抗与激励脉冲源阻抗匹配或与负载匹配，如图 7.2-60 所示。IVA 常使用激励脉冲源与叠加器 MITL 阻抗匹配的方式，如图 7.2-61 (a) 所示，其优点是对任意阻抗的负载（不仅匹配负载）都能工作，但对于工作于磁绝缘的叠加器，MITL 通常与负载匹配，其优点是允许激励脉冲源与负载失配，如图 7.2-61 (b) 所示。无论采用何种类型的绝缘方式，都具备这种灵活性。磁绝缘分为内筒为负极性的真空 MITL 和内筒为正极性的真空 MITL。

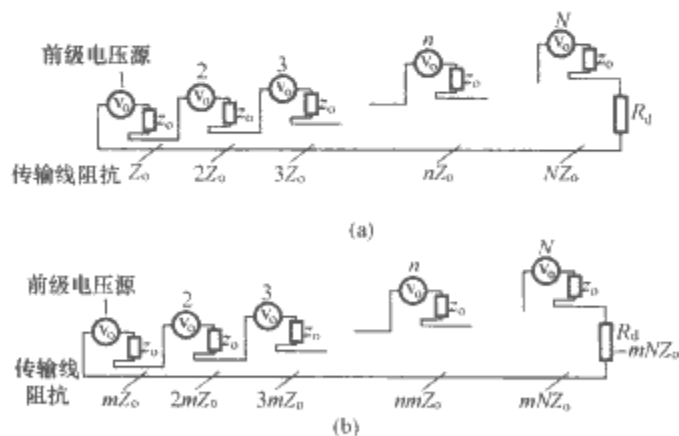


图 7.2-60 IVA 阻抗匹配原理

(a) 传输线阻抗与源匹配；(b) 传输线阻抗与负载匹配
注： m 为不等于 1.0 的系数。

IVA 二次传输线内外筒之间区域常采用真空绝缘，但要求负极性电极表面工作电场低于电子发射阈值，对脉宽数十纳秒的脉冲，当电场大于 150~200kV/cm，裸露的金属表面就有显著发射，硬质阳极化铝电极表面发射阈值大于

300kV/cm, 因此铝硬质阳极化技术广泛应用于正极性 IVA 感应腔脉冲源径向注入部分和正极性 IVA 外导体的内表面处理, 如 CYGNUS 装置。在负极性 IVA 的内筒可不采用硬质阳极化处理, 而采用 MITL 更有效, 工作电场更高。

8.2.3 IVA 感应腔设计

以美国 IVA 型闪光灯加速器 RITS 和 CYGNUS 的感应腔为例, RITS 的 MITL 内杆为负极性磁绝缘 IVA, 每个感应腔激励电压为 1.35MV, 感应腔结构如图 7.2-61 所示, 前级脉冲形成线 (PFL) 形成的高电压脉冲 (1.35MV, 70ns), 通过感应腔圆柱外表面的椭圆孔引到感应腔充油的外部区域, 径向传输到次级传输线外筒内表面, 感应腔左端的绝缘子堆把油与真空分开, 同时使激励脉冲电压与接地外筒之间绝缘, RITS 的二次传输线外筒内直径为 39cm。RITS 设计有 12 个感应腔, 产生 16MV 加到阴极杆末端的二极管, 电流 150kA、脉宽 70ns, 目前建成的 RITS-6 只有 6 个感应腔。

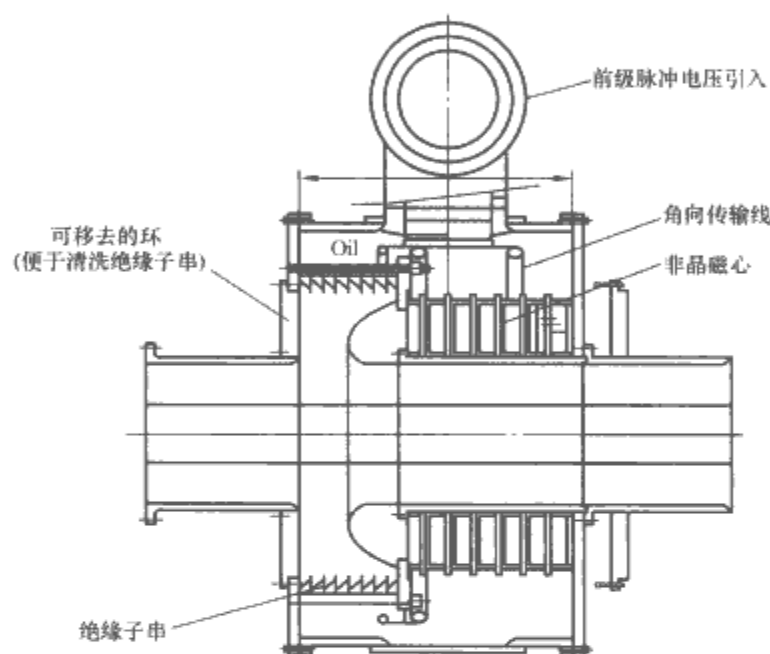


图 7.2-61 RITS 的 Cell 结构剖面图

(1) IVA 真空绝缘子堆和径向脉冲注入。在内筒为负极性采用磁绝缘的 IVA 感应腔, 绝缘子堆要离开中心区一定的径向距离, 使其免受电子轰击, 屏蔽电极沿轴向向绝缘子方向延长, 使绝缘子堆电压分布均匀, 同时从高压电极引入开始, 电极表面为等势面, 导体占据了真空间隙, 利于减小感应腔电感。尽管 IVA 感应腔激励脉冲源可以为正或负极性, 但大多数 IVA 前级脉冲功率源都采用负极性, 负高压电极容易屏蔽绝缘子, 但要保证距离左端接地电极最近的场强最强区域不发射电子。通过电极表面磨光、圆滑过渡, 铝表面采用硬质阳极化, 使电场发射阈值大于 300kV/cm。

(2) 电流均匀性。感应腔二次要实现磁绝缘, 要求内筒表面磁场均匀, 尽管感应腔脉冲电压从单点注入, 但通过优化设计角向传输线和电流多点同时进入屏蔽电极, 可使电流径向传输到次级圆柱体外筒内表面, 使二次 MITL 电流均匀。在图 7.2-61 中, 单点注入高压电极导体与感应腔外圆柱体形成角向传输线, 单点注入方便, 但是当电流大于 150kA, 注入电压至少达 1.5MV, 否则油介质角向传输线阻抗很难与激励脉冲源的阻抗匹配, 一般单根 PFL 电流最大约 150kA, 对更大的驱动电流需要多点注入和多个角向传输线。

(3) 磁心区域。感应腔最大区域为磁心材料, 其作用是为了减小前级脉冲源通过传输线圆柱体到地的电流 (定义为

损失电流)。感应腔要包含足够大截面积磁心, 在整个高压脉冲传递时间 t 内磁心不能饱和, 即: $A(\Delta B) > \int_0^T U dt$; 为提高 ΔB , 磁心被单极性脉冲电流反方向磁化到 $-B_s$, 称为磁心复位, 磁心中具有剩磁 $-B_{rem}$, 因此, 可利用的 $\Delta B = B_{sat} + B_{rem}$ 。IVA 初级脉冲源一般为快前沿短脉冲电流, 快脉冲下磁心具有与直流电流下几乎相同的 ΔB , 但需要的磁化磁场 H 值要大很多 (即相应漏电流增大), B 上升速率受到限制, 即有效的相对磁导率大大降低, 因此, 设计 IVA 感应腔必须考虑磁心材料在快脉冲的磁化特性。

国外大多数 IVA 装置, 如美国 CYGNUS、RITS 装置和英国的 HRF 均选用饱和磁感应强度较大 (1.8T) 和快脉冲磁化特性优良的 Metglas 2605Co 材料, 因此, 感应腔尺寸小, Metglas 2605Co 的 $\Delta B = B_{sat} + B_{rem} \geq 3T$, 而铁氧体为 0.5~0.6T。实验表明性能优良的非晶和铁氧体磁心有相近的相对脉冲平均磁导率 $\Delta B/\Delta H$, 该比值约为几百。非晶与其他铁基带硅钢相比的主要优点是非晶多孔结构使其具有高电阻率, 约为普通铁基带的 4 倍。在施加快前沿短脉冲电流时, 磁场从磁心环内表面向外传播, 损失电流由表面电场和磁心电阻率决定, 电场高 (饱和时间缩短) 损失电流大, 电阻率高损失电流降低。对一定的电场 E , 多层薄片表面路径长度增大, 损失电流降低。一般选择 Metglas 或 Permloy 合金厚度 25 μm 或 15 μm 。磁心宽度一般选 5cm, 对 $\Delta B = 3T$ 、厚度 25 μm 、脉宽 50ns 电流脉冲, 层间感应电压约 100V, 磁心薄带表面涂无机材料绝缘层 (氧化镁或氧化铝等) 不能承受如此高的感应电压, 层间需要夹绝缘薄膜, 绝缘膜带宽比非晶带宽 1~3mm, 膜为 6~12 μm Mylar 薄膜 (或其他塑料薄膜或纸膜), 可耐受 140V 以上的层间感应电压, 一般采用两层薄膜, 避免单层膜存在针孔等缺陷使两层非晶带短接。

8.3 应用实例

8.3.1 HERMES-3 装置

HERMES-3 装置是目前功率最大的 IVA 型聚焦电子束加速器, 如图 7.1-5 所示。其输出指标为: 电压 20MV, 电流 750kA, 40ns。它由 20 个电压 1MV 次级外筒直径为 76cm 的感应腔串联, 长度 12.8m, 阴极杆为阶梯状以获得阻抗与负载匹配, 末端再延长 4.6m 到二极管, 阴极杆总长度 17m。其制造和对中难度大, 为保持阴极杆与外筒之间距离偏离小于 5%~10%, 阴极杆预先弯曲以补偿重力导致的下垂, HERMES-3 装置感应腔传输线长度的双倍电气传输时间约 100ns, 大于 40ns 脉冲宽度。感应腔外筒直径 3m, 内含 2605Co 磁心环, 磁环内直径 90cm, 径向长度 20cm, 直径 1.5m 真空绝缘子堆的高压电极电场 200~250kV/cm, 负电压的铝电极表面采用硬质阳极化处理。

8.3.2 CYGNUS 加速器

CYGNUS 是一台双轴 IVA 型强聚焦电子束 (2.25MV, 60kA, 60ns) 加速器, 主要用于闪光灯, 如图 7.2-62 所示。CYGNUS 采用阳极棒强聚焦箍缩二极管 (RPD), 等效阻抗从约 55 Ω 降低到 25~30 Ω , 感应腔为三级串联, 真空绝缘传输线 (VITL) 第一级阻抗 40 Ω , 后面保持 60 Ω , 与负载阻抗不匹配, VITL 电感导致电压降约 750kV。RPD 阳极钨针直径 0.75~1.5mm 要精确位于直径 10~16mm 阴极孔中心, 阳极杆后端可精确调节保持尖端在阴极孔中心。

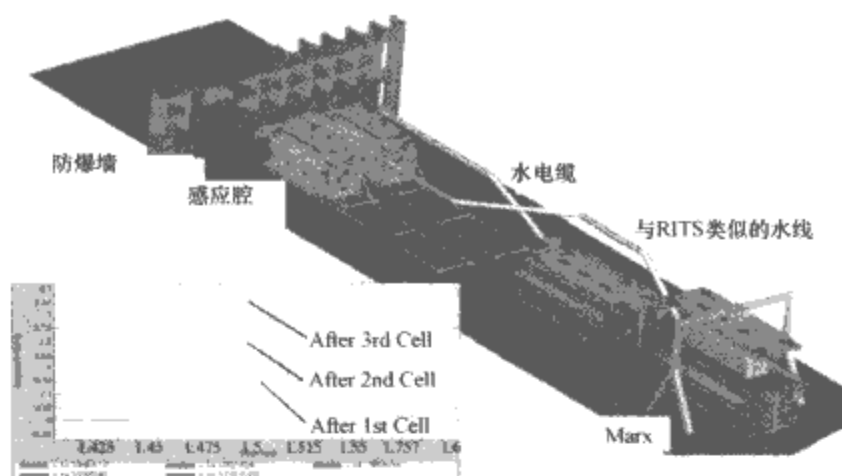


图 7.2-62 双轴 IVA 型 CYGNUS 加速器

8.3.3 HFR 装置

英国原子能武器中心 (AWE) 计划研制的 HFR 装置采用 10 个感应腔，输出指标为 14MV、脉宽 80ns、电流 100~140kA，外形结构如图 7.2-63 所示。

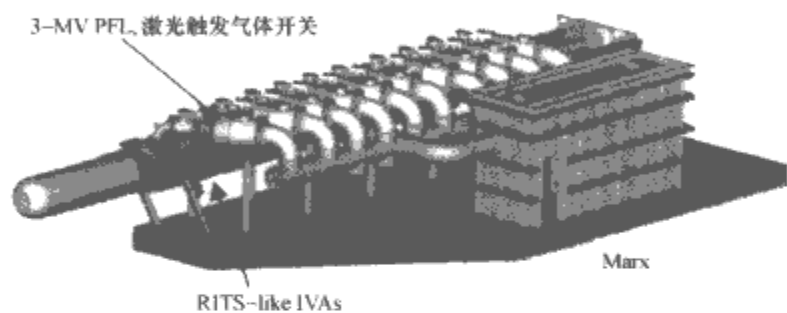


图 7.2-63 HFR 装置外形结构示意图

9 真空磁绝缘传输线

巨型脉冲功率装置的功率为几十太瓦、电流为几十兆安水平甚至更高。然而，即使是国外最先进的装置，单台脉冲发生器的技术指标也只是太瓦级功率和兆安级电流。一种现实可行的技术途径是利用若干台脉冲发生器进行并联运行。几十、上百台脉冲发生器精密同步并联工作成为巨型脉冲功率装置的基本特点和要求。

美国 Sandia 国家实验室的“Z”装置是已经成功运行的 36 路(每路约 0.5MA)超大型脉冲功率装置，电功率 50TW，总输出电流 2.0MA，用于驱动“Z 箍缩(Z-pinch)”等离子体辐射负载；美国 Los Alamos 国家实验室建造的“ATLAS”脉冲功率装置，总电流为 50MA，为 38 路或 19 路并联运行，用于高速冲击和材料物理研究；俄罗斯也建造了 16 路的“GIT-16”Z-箍缩研究装置。

在多路并联的脉冲发生器系统中，为了将各路输出的电流和功率汇聚到一起，进而馈送到负载中，采用了“磁绝缘传输线 (Magnetically Insulated Transmission Line, MITL)”，它是一种工作在特殊条件下的高真空传输线，这个条件称为“磁绝缘”。

真空击穿场强通常约为每厘米几百千伏，如果要求真空传输线在不发生击穿的条件下传输功率，则传输功率密度的极限只能达到每平方厘米百兆瓦量级，这与实际要求相差很远。如果利用磁绝缘传输线，就可以大大提高传输功率密度的水平。

假如使发生真空击穿的阴阳极间的载流子 (主要是电子) 绝大部分不能到达阳极，就可以达到近似电绝缘的效果。实现这一设想的基本方法是利用磁场的作用使电子发生偏转，特别是利用传输线中流过电流的自磁场。例如，对同轴圆筒型真空传输线，当发生真空击穿后，阴极表面发射的电子最初将沿着径向朝阳极运动。电子在径向电场和阴极电

流产生的角向磁场共同作用之下，将沿着轴向发生偏转。当阴极电流足够大，以致电子偏转半径小于阴阳极间距时，电子将不再到达阳极，从而获得近似电绝缘的效果。所谓“磁绝缘”，就是利用磁场获得近似电绝缘。

根据使用情况的不同，磁绝缘传输线可分为功率汇聚 MITL 和负载驱动 MITL 两类，前者传输距离较长，功率、电流较小，多路并联工作，而后者传输距离较短，功率、电流较大，单路工作。

磁绝缘传输线的基本工作参数有工作电压、真空阻抗、阴极电流、阳极电流和粒子电流等。粒子电流是在磁绝缘传输线阴阳极间基本平行于阴阳极表面运动的带电粒子电流，其中主要是电子流。为了磁绝缘传输线有效工作，通常要求电子电流小于阳极电流的百分之几。

此外，阴极表面发生真空击穿后，会产生阴极等离子体，它将以每微秒厘米量级的速度向阳极运动，使阴阳极间有效距离随时间的推移而减小。因此，阴极等离子体的存在将显著影响磁绝缘传输线的性能。

通常，在脉冲作用早期 (脉冲前沿部分) 会有一定的电子束流轰击阳极表面，但当达到磁绝缘条件时，轰击阳极的电子束流将大大减小，所以在一般的分析计算中不考虑阳极等离子体对磁绝缘传输线的影响。

当考虑阴极等离子体影响时，磁绝缘传输线基本工作参数之间有如下的关系

$$U_a = Z_0 \left(1 - \frac{v}{g} \right) (I_a^2 - I_c^2)^{\frac{1}{2}} - \frac{m c^2}{2e} \frac{I_a^2 - I_c^2}{I_c^2} \quad (7.2-107)$$

式中：\$U_a\$ 为阳极电压；\$Z_0\$ 为真空传输线阻抗；\$I_a\$ 为阳极电流；\$I_c\$ 为阴极电流；\$v\$ 为阴极等离子体运动速度；\$t\$ 为阴极等离子体存在时间；\$g\$ 为阴阳极间距；\$m\$ 为电子静质量；\$e\$ 为电子电量；\$c\$ 为真空中光速。

比值 \$I_c/I_a < 1\$，它反映了磁绝缘的程度，愈接近于 1，磁绝缘效果愈好。

达到磁绝缘的条件随磁绝缘传输线、负载以及应用场合而有不同，有“负载限制”、“自限制”等磁绝缘条件。负载限制型磁绝缘的典型实例可见于轴向绝缘型二极管和等离子体断路器与高阻抗二极管组合。此时二极管输入侧传输线阴阳极间电子流的磁绝缘程度取决于流过二极管的电流。对于同轴圆筒几何结构，负载限制型磁绝缘的条件为

$$I_d = I_a \frac{\gamma_1^3 \ln(\gamma_1 + \sqrt{\gamma_1^2 - 1})}{\ln(R_2/R_1)} \quad (7.2-108)$$

式中：\$I_d\$ 为二极管电流；\$I_a\$ 为常数，其值为 8523A；\$R_1\$ 为传输线内半径；\$R_2\$ 为传输线外半径。

\$\gamma_1\$ 满足方程

$$\gamma_1 + (\gamma_1^2 - 1)^{\frac{3}{2}} \ln(\gamma_1 + \sqrt{\gamma_1^2 - 1}) = \gamma \quad (7.2-109)$$

而 \$\gamma = 1 + U_d/5.11 \times 10^5\$，\$U_d\$ 为二极管工作电压，单位用 V。式 (7.2-109) 左边函数的图形如图 7.2-64 所示，可用于简便求解 \$\gamma_1\$ 的数值。

与此相应，二极管阻抗应满足

$$Z_d = \frac{(\gamma - 1) Z_0}{\gamma_1^3 \ln(\gamma_1 + \sqrt{\gamma_1^2 - 1})} \quad (7.2-110)$$

$$Z_0 = \frac{\mu_0 c}{2\pi} \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right) = 60 \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \quad (7.2-111)$$

式中：\$Z_0\$ 为同轴真空传输线的特性阻抗；\$\mu_0\$ 为真空的磁导率。

负载限制型磁绝缘条件限定了二极管的阻抗以及结构参

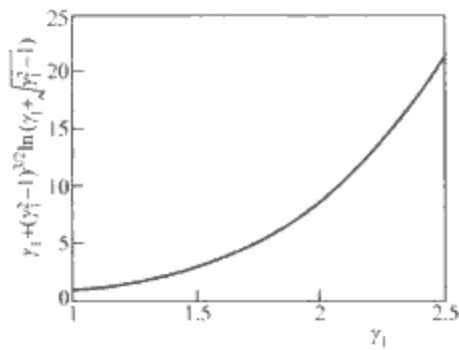


图 7.2-64 用于近似求解 γ_1 的辅助曲线

数。当磁绝缘条件不能满足时，对于轴向绝缘二极管，电子流可能轰击到绝缘子上，使绝缘性能下降；而对等离子体断路器与二极管组合，开关的断路性能降低，二极管不能有效工作。

自限制型磁绝缘的例子可见于功率汇聚磁绝缘传输线和低阻抗二极管的情形。此时，磁绝缘的程度主要取决于真空传输线自身的阻抗。对三种典型几何结构的理想自限制磁绝缘，可由“顺势流”模型给出磁绝缘条件

$$I_d = I_a g \gamma_m \left\{ \ln[\gamma_m + (\gamma_m^2 - 1)^{1/2}] + \frac{\gamma - \gamma_m}{(\gamma_m^2 - 1)^{1/2}} \right\} \tag{7.2-112}$$

其中 $\gamma_m = 1 + U_m/5.11 \times 10^5$
式中： g 为几何因子，由几何构型唯一决定，见表 7.2-1； U_m 为电子流阳极侧边界与阴极的电位差（单位用 V）。

表 7.2-1 三种典型结构的几何因子

| 电极形状 | 几何因子 g | 坐标系及参数定义 |
|-------------------|--|--|
| 无限长、大宽度 间隙比平行板 | $y_0/(2\pi x_0)$ | 直角坐标 y_0 —板宽度 x_0 —板间距 |
| 无限长同轴圆筒 | $[\ln(R_2/R_1)]^{-1}$ | 圆柱坐标 R_1 —内筒半径 R_2 —外筒半径 |
| 无限长同顶 同轴圆锥 | $\{\ln[\tan(\theta_0/2)] - \ln[\tan(\delta/2)]\}^{-1}$ | 球极坐标 θ_0 —外锥半张角 δ —内锥半张角 |

当电子流充满整个阴阳极间区域，则磁绝缘条件为

$$I_p = I_a g \gamma \ln[\gamma + (\gamma^2 - 1)^{1/2}] \tag{7.2-113}$$

美国 Z 装置磁绝缘传输线部分的原理结构如图 7.2-65 所示，它分为“外 MITL”和“内 MITL”两部分，外 MITL 为平板形，起功率汇聚作用，内 MITL 为圆锥形，起负载驱动作用。由于该磁绝缘传输线的结构、形状很复杂，设计中使用了多种电路模拟和粒子模拟软件进行反复计算，相互校核印证。

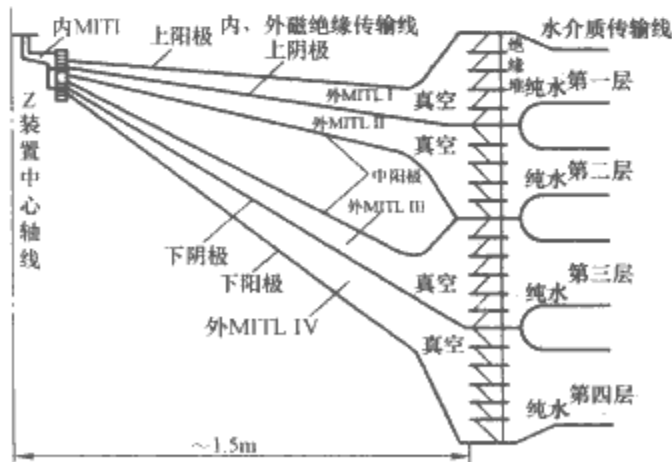


图 7.2-65 Z 装置磁绝缘传输线部分的原理结构

10 脉冲电压作用下的绝缘特性

高功率脉冲装置中的绝缘结构一般要承受 MV 级脉冲

高电压，因此绝缘尺寸庞大，结构复杂；为了得到快前沿脉冲输出，必须尽可能减小绝缘尺寸。脉冲功率技术中的绝缘结构主要承受直流及微秒和纳秒级的脉冲电压，绝缘结构设计和绝缘介质的选取有一定的特殊性。

10.1 气体电介质击穿特性

脉冲功率装置中常用气体电介质及其相对于空气的击穿强度因子见表 7.2-2。其中以氮气、压缩空气和六氟化硫最为常用，而氟利昂由于其易破坏臭氧层已被淘汰，四氯化碳、氢气和二氧化碳等在一些场合也有应用。

表 7.2-2 常用气体电介质的相对强度因子

| 气 体 | 空气 | 氮气 | 六氟化硫 | 氟利昂 | 四氯化碳 | 二氧化碳 | 氢气 |
|-----------------|-----|-----|---------|---------|------|------|------|
| 相对强度因子 γ | 1.0 | 1.0 | 2.3~2.5 | 2.4~2.6 | 6.3 | 0.9 | 0.65 |

10.1.1 直流击穿特性

根据汤森理论推导得到的气体电介质的击穿电压遵循巴申定律，即：如果放电间隙的长度 d 和气体的压力 p 之积是常数，则击穿电压值同样也是常数。可以表达为式 (7.2-114)。

$$V_b = \frac{Bpd}{\ln \left[\frac{Apd}{\ln \left(1 + \frac{1}{\gamma} \right)} \right] + 1} \tag{7.2-114}$$

式中： A, B 为由汤森第一电离系数确定的常数， $\alpha = A p \exp \left(1 - \frac{Bpd}{V} \right)$ ； γ 为正离子轰击阴极产生的二次电子发射系数，由电极材料确定。

实验证明，在低的 pd 值， $pd < 2.5 \times 10^{-2} \text{ MPa} \cdot \text{cm}$ 范围内，与巴申定律符合较好，而在大的 pd 值时，则有较大偏离。

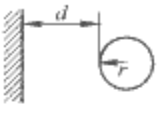





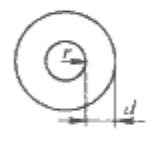
由此得到的气体电介质在直流下的击穿场强可用式 (7.2-115) 估算

$$E_b = \frac{\xi [6.7 (\delta d_{\text{eff}})^{1/2} + 24.6 (\delta d_{\text{eff}})]}{f} \tag{7.2-115}$$

式中： ξ 为不同气体相对于空气的相对强度因子，见表 7.2-2； δ 为气体的实际密度与标准状态 ($p = 0.1 \text{ MPa}, T = 293 \text{ K}$) 下空气密度的比值； d_{eff} 为电极的有效间距，cm； f 为不均匀电场的场增强因子， $f = E_{\text{max}}/E_{\text{av}}$ ， E_{max} 和 E_{av} 分别为间隙的最大场强和平均场强。当 $f < 2$ 时，为稍不均匀场，而 $f > 4$ 时，则为极不均匀场。

d_{eff} 和 f 二值由放电间隙的电极结构确定，对实际应用中的大多数电极结构，其 f 都可以由 r 和 d 确定，其中 r 为电极的曲率半径， d 为电极间最小间隙，表 7.2-3 给出了几种典型电极结构的场增强因子的表达式，但只有场增强因子是不够的，要想得到击穿场强还必须知道 d_{eff} 的值，没有一种简单的方法可以用来确定这个值，只能通过大量试验和传统的场计算得到，对于简单的球—球电极和棒—棒电极，其 d_{eff}/d 分别为 0.057 和 0.115。

表 7.2-3 几种简单结构的电场增强因子

| 电极结构 | 场增强因子 f |
|--|------------------------------|
| 球-板  | $0.9(r+d)/r$ |
| 球-球  | $0.9(r+d/2)/r$ |
| 圆柱-板  | $0.9d/r \ln[(r+d)/r]$ |
| 平行圆柱  | $0.9d/\{2r \ln[(r+d/2)/r]\}$ |
| 互为垂直的圆柱  | $d/\{2r \ln[(r+d/2)/r]\}$ |
| 同轴圆柱  | $d/\{r \ln[(r+d)/r]\}$ |
| 同心圆球  | $(r+d)/r$ |

10.1.2 脉冲击穿特性

气体电介质在脉冲电压下的击穿判据比直流下复杂，必须考虑两方面时间的因素：一是统计时间，即起始电子产生所需要的时间，另一个是随后的流注形成和贯穿的时间。

如果是均匀场且脉冲前沿不是很快（大于几百纳秒），这两个因素可被忽略，可用直流电压下的击穿公式估算击穿场强。然而，如果电场不均匀的或者前沿很快（几十纳秒或更小），就必须按脉冲条件来考虑。在这种情况下，表征间隙击穿必须有脉冲上升时间 t_r 和峰值电压 U_{peak} 两个参数。

J. C. Martin 给出了气压范围是 0.1~1.0MPa、大间隙（大于 10cm）的极不均匀场（如尖-尖电极、尖-板电极等）气体间隙的击穿场强近似估算公式

$$E_b = K_{\pm} \times p^n (dt_{eff})^{-1/6} \tag{7.2-116}$$

式中： E_b 是平均击穿场强，kV/cm； p 为间隙气压，0.1MPa； d 为间隙距离，cm； t_{eff} 为电压有效作用时间，即 89% 峰值电压的脉冲宽度， μs ； K 和 n 是由气体种类和极性确定的常数，见表 7.2-4。

表 7.2-4 K 和 n 值

| | 空气 | 氟利昂 | 六氟化硫 |
|-------|-----|-----|------|
| K_+ | 22 | 36 | 44 |
| K_- | 22 | 60 | 72 |
| n | 0.6 | 0.4 | 0.4 |

10.2 液体电介质的击穿特性

脉冲功率装置中的液体绝缘介质主要分两类：一类是用于 Marx 发生器、电容器等的绝缘介质，常用变压器油、蓖麻油或电容器油；另一类是传输线的绝缘介质，常用变压器油和去离子水，前者具有高的耐压强度，适合高阻抗（20~50 Ω ）的传输线；后者因介电常数非常高（ $\epsilon_r=80$ ）而具有高的储能密度，适合低阻抗（1~10 Ω ）传输线，甘油等液体电介质也有一定的应用。这些液体电介质的基本性能参数见表 7.2-5。

表 7.2-5 常用液体电介质的基本性能

| 介质 | ϵ_r (工频, 20℃) | $\rho(\Omega \cdot m)$ | $E_b(MV/m)$ |
|------|---------------------------|------------------------|-------------|
| 去离子水 | 80.4 | 10^9 | 15 |
| 变压器油 | 2.2~2.5 | $10^{12} \sim 10^{15}$ | 25 |
| 蓖麻油 | 4.5 | $10^{12} \sim 10^{13}$ | 40 |
| 甘油 | 44 | 10^{11} | 60 |

脉冲电压下均匀场中液体电介质的击穿场强可由式 (7.2-117) 估算。

$$E_b = k_{\pm} t_{eff}^{-1/3} A^{-1/10} \tag{7.2-117}$$

式中： E_b 为击穿场强，MV/cm； t_{eff} 是电压有效作用时间，即超过 63% 峰值电压的脉冲宽度， μs ； A 为有效电极面积，即：其上电场大于最大电场 90% 部分的面积， cm^2 ； k_{\pm} 是由液体电介质种类和电压极性确定的常数，见表 7.2-6。

表 7.2-6 常用液体电介质的击穿常数

| 介质 | k_+ | k_- |
|------|-------|-------|
| 变压器油 | 0.5 | 0.5 |
| 去离子水 | 0.3 | 0.6 |
| 甘油 | 0.7 | 0.7 |
| 蓖麻油 | 0.7 | 0.7 |
| 乙醇 | 0.5 | 0.5 |

这一公式最适合用于估算百纳秒单次脉冲电压下的击穿场强，有效面积应大于 10000 cm^2 ，也有实验证明该式可应用于更宽的范围。

对 10~100pps 重复频率下运行的液体电介质的击穿强度要比单次脉冲下低约 20%。

当脉冲更长（1~10 μs ）、有效面积更小（小于 80 cm^2 ）时，击穿场强对 $t_{eff}^{1/3}$ 的依赖关系就不明显了，但它与面积的关系目前还不能确定。

在不均匀电场中，电极面积对液体介质击穿场强的影响变小，式 (7.2-118) 可用来估算去离子水在不均匀电场中的击穿场强。

$$E_b = \alpha k_{\pm} t_{eff}^{-1/3} A^{-n} \tag{7.2-118}$$

式中： E_b 为击穿场强，MV/cm； t_{eff} 和 A 的定义与式 (7.2-117) 中定义相同； k_{\pm} 和 n_{\pm} 是常数，见表 7.2-7， α 为场增强因子 f 的函数，定义为 $\alpha = 1 + 0.12(f-1)^{1/2}$ 。

表 7.2-7 去离子水的 k 和 n 的值

| 介 质 | k_+ | k_- | n_+ | n_- |
|------|-------|-------|-------|-------|
| 去离子水 | 0.23 | 0.557 | 0.058 | 0.069 |

10.3 固体电介质的击穿特性

脉冲功率装置中的固体绝缘部件主要有两个重要作用是

支撑和绝缘，对其要求是既要有优异的电气特性还要有良好的机械特性和热特性。脉冲功率装置中常用的固体绝缘介质有两类：有机玻璃、尼龙等有机材料和陶瓷、玻璃等无机材料。

固体电介质的击穿现象非常复杂，除了与材料本身的性质有关外，还与材料的加工工艺、均匀性、吸附水分和杂质等因素有关。其击穿包括体击穿和沿面击穿。最常用的固体电介质包括有机玻璃、聚乙烯、聚四氟乙烯和尼龙等。近年来，交联聚苯乙烯、高密度聚乙烯等新型材料也有广泛应用。

在脉冲电压作用下，固体电介质的体击穿主要是内部击穿，由于内部击穿本身所需要的时间很短（小于 10ns），因此脉冲宽度对固体电介质的体击穿场强几乎没有影响。J. C. Martin 给出了估算一些固体电介质的体击穿强度的式（7.2-119）

$$E_b = kV^{-1/10} \tag{7.2-119}$$

式中： E_b 为体击穿强度，MV/cm； V 为介质体积， cm^3 ； k 为材料的体击穿常数，其值见表 7.2-8。

表 7.2-8 固体电介质的体击穿常数

| 材 料 | k |
|---------|-----|
| 有机玻璃 | 3.3 |
| 聚酯 | 3.6 |
| 聚乙烯 | 2.5 |
| 尼龙 | 2.8 |
| Mylar 膜 | 3.6 |
| 聚四氟乙烯 | 2.5 |
| 聚丙烯 | 2.9 |

对于薄膜固体电介质，它们的击穿场强随着厚度的增加而降低，而且当薄膜厚度低于一定的值后，电介质的体积对其击穿场强就几乎没有影响了。

固体电介质的另一大特点是其寿命是有限的，并且工作场强越高，寿命越短，其工作寿命可根据式（7.2-120）估算。

$$\tau_{\text{life}} = \left(\frac{E_b}{E_p}\right)^8 \tag{7.2-120}$$

式中： E_b 为该电介质在单次脉冲电压下的击穿场强； E_p 为工作场强。

固体电介质在气体和液体环境中的沿面击穿特性在其应用中更为重要。但由于影响其沿面击穿场强的因素更为复杂，而且与绝缘结构设计关系密切，一般多根据成功经验选取参数。在所有绝缘设计中，三结合点（即：电极、固体电介质和液体或气体电介质的结合部位）的结构设计尤为重要，一般要尽可能减小这些区域的电场强度。例如：闪光二号加速器的水隔板选取有机玻璃材料，设计选取沿隔板表面最高场强 130kV/cm，平均场强 61kV/cm，阴极三结合点处的场强 20kV/cm，阳极三结合点的场强 30kV/cm，该隔板已安全运行近二十年。

用于脉冲功率装置的绝缘材料，必须进行相应的预处理，包括筛选、清洗、高温烘烤、水煮和 X 光探伤等过程，主要目的是防止材料缺陷、加工应力和加工残余杂质等因素造成的绝缘破坏。

10.4 真空中的沿面闪络

真空绝缘子是脉冲功率装置中的关键部件，要求尺寸小、耐压高，由于固体绝缘材料在真空中的沿面闪络强度远远低于真空间隙和其本身的体击穿强度，因此是整个装置绝

缘的薄弱环节。真空绝缘子有两种基本形式，径向绝缘子和带均压环的轴向绝缘子堆，其典型结构如图 7.2-66 所示。

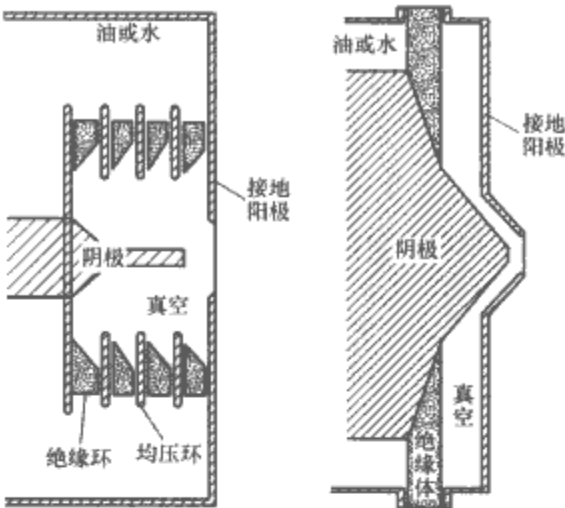


图 7.2-66 两种结构的真空绝缘子

J. C. Martin 根据大量实验数据总结出了脉冲功率装置中真空绝缘堆的设计式（7.2-121）。

$$E_p = kt_{\text{eff}}^{-1/6} A^{-1/10} \tag{7.2-121}$$

式中： k 称为 JCM 常数，其值由绝缘子环的角度 θ 和电极极性决定； E_p 为绝缘子上所加电场强度，kV/cm； t_{eff} 是电压有效作用时间，即 89% 峰值电压的脉冲宽度， μs ； A 为绝缘子面积，是绝缘环厚度 d 和绝缘环中央处周长 C 的乘积， cm^2 。

这一公式适用于 $10\text{ns} \leq t_{\text{eff}} \leq 200\text{ns}$ 的情况下。有实验证明，对于短脉冲电压 $t_{\text{eff}} < 30\text{ns}$ 、绝缘子倾角 θ 为 45° 的有机玻璃绝缘子， $k=175$ 。

近年来，美国圣地亚国家实验室的研究人员对 Martin 公式进行了修正，见式（7.2-122）。

$$\frac{E_p (t_{\text{eff}} C)^{1/10}}{\exp(0.24/d)} = \gamma_{\text{SM}} \tag{7.2-122}$$

式中： t_{eff} 为有效脉冲作用时间，其定义见式（7.2-123）和式（7.2-124）， μs ； E_p 为绝缘子发生沿面闪络的几率为 50% 时，绝缘子上所加的场强峰值，kV/cm； C 为绝缘环中间位置的周长，cm； d 为绝缘环厚度，cm； γ_{SM} 为常数。

$$t_{\text{eff}} = \frac{1}{E_p^\beta} \int_0^t E^\beta(\tau) d\tau \tag{7.2-123}$$

$$E(t) \equiv \frac{V(t)}{d} \tag{7.2-124}$$

式中： β 为形状常数，与脉冲电压波形和绝缘环厚度有关，当 $0.5\text{ns} \leq t_{\text{eff}} \leq 10\mu\text{s}$ ， $0.5\text{cm} \leq d \leq 4.32\text{cm}$ 时，取 $\beta=10$ ；在这一条件下可得有机玻璃的 $\gamma_{\text{SM}}=224 \pm 15$ ；交联聚苯乙烯 (Rexolite) 的 $\gamma_{\text{SM}}=248$ 。

这一公式适用的脉冲电压作用时间范围更广，有效作用时间对绝缘环沿面闪络电压的影响更小。

对于径向绝缘子，在早期脉冲功率装置中应用较多，J. C. Martin 给出的估算沿面闪络场强的公式为

$$\left. \begin{aligned} E_s &\leq 5 \times 10^5 t_{\text{eff}}^{-1/6} A^{-1/8.5} \\ E_T &\leq 1.6 \times 10^6 t_{\text{eff}}^{-1/6} A^{-1/8} \\ E_p &\leq 5 \times 10^6 t_{\text{eff}}^{-1/6} A^{-1/8} \end{aligned} \right\} \tag{7.2-125}$$

式中： E_s 为平行于绝缘体表面的电场； E_T 为总的电场； E_p 为阴阳极处平行于绝缘体表面的电场，kV/cm； t_{eff} 是脉冲电压有效作用时间，即 89% 峰值电压的脉冲宽度， μs ； A 为绝缘子面积，是绝缘环厚度 d 和绝缘环中间位置周长 C 的乘积， cm^2 。

第 3 章 脉冲功率开关技术

开关是脉冲功率系统的主要部件之一。根据不同的应用目的,需要具有耐受电压高、导通电流大、击穿时延短、抖动小、电感和电阻小、电极烧损小等不同性能的各种类型开关。随着脉冲功率技术向快速、高功率、高重复频率等方向发展,对脉冲开关也提出了更高的要求。因此,脉冲功率开关已成为制约脉冲功率技术发展的一个重要因素。

本章主要介绍脉冲功率装置中的开关种类、特征参数、动静态特性以及脉冲功率开关的应用等内容。

1 开关分类及其特征参数

1.1 开关分类

在脉冲功率装置中,根据不同的储能类型,脉冲功率装置用开关可分为闭合开关和断路开关两种。当储能电容上的电压达到一定值时,闭合开关(先断后通)接通,电容向负载释放能量;当电感中的电流达到峰值时,断路开关(先通后断)断路,电感向负载释放能量。

气体开关是在电极间充压缩气体(气压不小于 10^5Pa)来提高工作电压。开关利用气体电介质作为绝缘介质而承受高电压,当间隙出现火花放电等离子体通道时接通电路,也称为火花开关。火花开关的优点是简单坚固、耐压高、通流能力大、开关转换速率高、分散性小。但因电压恢复特性较差,火花开关的重复工作特性受到限制,其脉冲重复频率一般在几百赫兹以内。

固体开关和液体开关中,固体或液体电介质的绝缘强度较高,开关的电极距离小,开关电感低。但每次放电时固体介质的耐电强度不能恢复,因此开关不能用于重复频率场合,常用做脉冲开关或陡化开关。

等离子体开关中等离子体相当于一块导体,其可传导的电流取决于等离子体密度。电源经等离子体开关向电感充电,当开关传导电流在电源的驱动下增长到足够大时,等离子体鞘层变厚,开关阻抗变大,等离子体开关迅速断路,电流迅速从开关支路切换到负载支路。

半导体开关是利用功率半导体器件来构成脉冲功率开关,按照用途可分为两种,一种是闭合开关,用在电容储能装置中,如反向触发双极晶闸管(RSD)和延迟导通二极管(DBD);另一种是断路开关,用在电感储能型脉冲功率装置中,如半导体断路开关(SOS)。

结构最简单的开关是一种两电极放电部件,电极间填充绝缘介质(气体、固体绝缘薄膜或高绝缘强度的液体)以提高其工作电压。当间隙电压达到绝缘介质的击穿电压时,形成自击穿,间隙导通而接通电路。

与二电极开关相比,三电极开关中增加了触发电极,使得开关具有可控性。当在触发电极上施加触发脉冲时,间隙满足放电条件而击穿,从而接通电路。三电极气体开关包括场畸变型和触发管型气体火花开关两种。

多级多通道开关采用多间隙串联,并使开关形成多通道放电,从而减小开关电感、通道电阻、击穿抖动和大传导电流时电极熔蚀,提高开关寿命和稳定性。

自触发开关一般为二电极开关,利用间隙所加电压超过气体的最大耐受场强,间隙自击穿而接通电路。为了提高气体开关的可控性和开关工作范围、降低开关抖动,常通过触发装置来控制开关接通电路。

电触发开关是在开关的触发电极上施加电触发脉冲,在开关间隙造成电场畸变或出现火花放电而提供初始电子,使得间隙满足击穿条件而接通电路。光触发开关是通过激光或紫外光照射间隙或阴极表面,使得间隙产生有效初始电子而引发间隙击穿。

随着脉冲功率技术的发展,重复频率脉冲得到了广泛应用。根据开关使用情况,可分为单次开关与重复频率开关。上述开关都可作为单次开关,而重复频率开关主要有半导体开关以及气体开关等。当气体开关作为重复频率开关时,要求开关介质的绝缘强度恢复要快。不同触发方式气体开关的性能比较见表 7.3-1。

表 7.3-1 不同触发方式气体开关的性能比较

| 项 目 | 自触发 | 触发管型 | 场畸变型 | 激光触发 |
|--------|-----|------|------|------|
| 触发的复杂性 | 不要求 | 简单 | 复杂 | 很复杂 |
| 触发上升时间 | 不要求 | 慢 | 快 | 很快 |
| 击穿时间 | 慢 | 较快 | 快 | 很快 |
| 抖动 | 大 | 中等 | 低 | 很低 |
| 寿命 | 中—高 | 低—中 | 中—高 | 中—高 |
| 触发系统费用 | 无 | 低 | 中等 | 高 |
| 开关费用 | 低 | 中等 | 中等 | 高 |

1.2 开关的特征参数

设计开关时首先需要估计它的特征参数,包括击穿电压、火花电感、火花电阻、上升时间等,以便为系统设计和性能提供必要的技术参数。

1.2.1 击穿电压

气体开关的击穿电压可根据开关结构与电场分布,由气体放电理论进行估算。

在均匀电场、间隙距离为 $1\sim 10\text{cm}$ 的条件下,空气或纯净氮气间隙的直流或交流击穿电压的近似关系为

$$U_b = \frac{150 (pd)^{1.1}}{\ln[200 (pd)^{1.1}]} \tag{7.3-1}$$

式中: U_b 为击穿电压, kV ; d 为间隙距离, cm ; p 为气体压强, 0.1MPa 。上式适用于 $pd=0.1\sim 1\text{MPa}\cdot\text{cm}$, $p=0.1\sim 1\text{MPa}$, $d=1\sim 10\text{cm}$ 。

为了减小开关间隙距离,常采用 SF_6 气体作为开关间隙的绝缘介质。由于 SF_6 气体是强电负性气体,在均匀电场中, SF_6 气体的击穿电压约为空气或氮气的 $2.2\sim 2.8$ 倍,在其他条件相同时采用 SF_6 气体可以显著减小开关的间隙距离从而大大降低火花电感(与空气或氮气相比)。均匀电场中 SF_6 气体间隙的击穿电压为

$$U_b = 89 (pd)^{0.92} \tag{7.3-2}$$

上式适用于 $pd>0.1\text{MPa}\cdot\text{cm}$ 。在一定条件下,可以用

SF₆ 气体与纯净空气或氮气的混合气体作为绝缘介质。在稍不均匀电场和直流电压下,当 SF₆ 气体与空气、氮气的混合气体中的体积含量占 50% 时,混合气体的击穿电压约为纯 SF₆ 气体的 95% 左右。

液体开关的击穿场强决定于液体电介质的种类、电场分布及电压作用时间等。

在脉冲电压 $v(t) = V_{\max}(1 - \cos\omega t)$ 下,均匀(或稍不均匀)电场中液体介质的击穿场强满足 J. C. Martin 提出的经验公式 ($0.05\mu\text{s} \leq t_{\text{eff}} \leq 1\mu\text{s}$ 适用)

$$E_b t_{\text{eff}}^{1/3} A^{1/10} = K_{\pm} \tag{7.3-3}$$

式中: E_b 为击穿场强, MV/cm, 对于稍不均匀电场取电极最大场强 E_{\max} ; t_{eff} 为电压有效作用时间, μs , 从 $0.63E_b$ 到 E_b 的时间; A 为有效电极面积, cm^2 , 对于稍不均匀电场,取场强超过 $0.9E_b$ 的电极面积; K_{\pm} 为不同液体对应的开关工作系数,见表 7.3-2。

表 7.3-2 不同液体介质对应的 K_{\pm}

| | 变压器油, 甲醇, 乙醇 | 甘油, 蓖麻油 | 去离子水 |
|--------------------|--------------|---------|------|
| (正极性电极击穿) K_+ | 0.5 | 0.7 | 0.3 |
| (负极性电极击穿) K_- | 0.5 | 0.7 | 0.6 |

不均匀场中水介质脉冲击穿场强满足 Lupton 公式 (适用于 $t_{\text{eff}} \leq 1\mu\text{s}$)

$$E_b = \alpha K_{\pm} A^{n/3} t_{\text{eff}}^{-1/3} \tag{7.3-4}$$

$$\alpha = 1 + 0.12 (E_{\max}/E_{\text{mean}} - 1)^{1/2}$$

式中: E_{\max} 为最大工作场强; E_{mean} 为平均工作场强; K_{\pm} 和 n_{\pm} 见表 7.3-3。

该公式常用于同轴型脉冲传输线的场强估算与参数设计,与 Martin 公式的结果可以互相验证。

表 7.3-3 正负极性对应的 K_{\pm} 和 n_{\pm}

| K_+ | K_- | n_+ | n_- |
|-------|-------|--------|--------|
| 0.23 | 0.557 | -0.058 | -0.069 |

根据不同介质的击穿场强,由开关结构可以估算不同液体开关的击穿电压。对于细棒-平板、刀刃-平板等极不均匀电场开关构型,当电压在 1~5MV 范围时,可利用如下半经验公式估算变压器油开关的放电电压

$$U_b = \frac{d^{0.78}}{15.5 t_{\text{eff}}^{0.625}} \text{ (正、负极性)} \tag{7.3-5}$$

式中: U_b 为击穿电压, MV; d 为开关间隙长度, cm。

当电压在 0.1~1MV 范围时,油开关击穿电压可用下式估算

$$U_b = \frac{1}{13.1} \left(\frac{d}{t_{\text{eff}}} \right)^{0.57} \text{ (正极性)} \tag{7.3-6}$$

$$U_b = \frac{1}{14.6} \left(\frac{d}{t_{\text{eff}}} \right)^{0.78} \text{ (负极性)} \tag{7.3-7}$$

1.2.2 上升时间

为了方便地估算开关的上升时间,马丁等人引入了两个特征时间参量,即电感项时间 τ_L 和电阻项时间 τ_R 。对于特性阻抗 Z 的传输线电路,当开关电流大于 10kA 时,开关的上升时间为

$$\tau_{\text{tot}} = \tau_L + \tau_R \tag{7.3-8}$$

对于指数波形

$$\tau_L = \frac{L}{nZ} = 14 \frac{l}{nZ} \tag{7.3-9}$$

气体介质时

$$\tau_R = 88 \frac{\rho_{\text{ra}}^{0.5}}{(nZ)^{1/3} E_{\text{bg}}^{4/3}} \text{ (ns)} \tag{7.3-10}$$

液体介质时

$$\tau_R = 5 \frac{\rho_{\text{rw}}^{0.5}}{(nZ)^{1/3} E_b^{4/3}} \text{ (ns)} \tag{7.3-11}$$

固体介质时

$$\tau_R = 5 \frac{\rho^{0.5}}{(nZ)^{1/3} E_b^{4/3}} \text{ (ns)} \tag{7.3-12}$$

式中: Z 为驱动阻抗, Ω ; L 为火花通道的电感; l 为放电通道的长度, cm; n 为放电通道的个数; ρ_{ra} 为气体密度, $1.293\text{mg}/\text{cm}^3$; E_{bg} 为气体间隙的击穿场强, $10\text{kV}/\text{cm}$; ρ_{rw} 和 ρ 分别为液体和固体密度, g/cm^3 ; E_b 为液体或固体介质间隙的击穿场强, MV/cm 。

对于非指数波形

$$\tau_{\text{tot}} = \tau_L + \tau_R = \frac{U_{\max}}{\left(\frac{dU}{dt} \right)_{\max}} \tag{7.3-13}$$

在开关的持续放电阶段,开关电路方程可以表达如下

$$R_{\text{arc}} i + L_{\text{arc}} \frac{di}{dt} + iR_L = U_0 \tag{7.3-14}$$

式中: R_{arc} 和 L_{arc} 为火花通道最终阶段的电阻和电感; R_L 为负载电阻; U_0 为开关上的电压。

1.2.3 延时与抖动

开关触发性能好坏可以用延时 (t_d) 和抖动 (t_j) 这两个时间参数来表示。延时是指从触发脉冲加到间隙上到开关导通所用的时间,对于脉冲电压作用下的自击穿开关则是指开关上所加脉冲电压起始时刻到开关击穿时刻之间的时间。抖动是指延时的分散性,即在同一实验条件下多次重复触发延时的标准偏差。一个触发特性好的开关,要求延时和抖动时间都小,特别是要求抖动时间小。对于气体开关,存在

$$\frac{1.4l}{nZ} + 8.8 \frac{\rho_{\text{ra}}^{0.5}}{(nZ)^{1/3} E_{\text{bg}}^{4/3}} + 0.8 \frac{r_0 \sqrt{\epsilon_r} \sin \frac{\pi}{n}}{c} \geq t_{\text{jl}} \tag{7.3-15}$$

式中: r_0 为放电通道与间隙轴线的距离; c 为真空中光速; ϵ_r 为相对介电常数; t_{jl} 为单通道放电抖动。

开关击穿抖动越小,间隙可能形成的击穿通道数就越多。实验发现,开关上的电压脉冲 dU/dt 越大,击穿抖动越小。因此,要减小开关的抖动,除了考虑开关构型外,可提高 dU/dt 。

1.2.4 通道电感/电阻

火花放电通道直径一般随击穿导通电流而变化,如果通道很细时,可利用高频导线或者同轴线电感的计算方法而近似计算

$$L \approx 2l \ln \left(\frac{2b}{a} - 1 \right) \quad (7.3-16)$$

$$\text{或} \quad L \approx 2l \ln \left(\frac{b}{a} \right) \approx 14l \quad (7.3-17)$$

式中: L 为火花通道的电感, nH; l 为火花通道的长度, cm; a 和 b 分别为火花通道和回流导体的半径。

火花通道的电阻在放电过程中是不断变化的。它在放电发展初始阶段较高, 当放电回路电流很大时则较低, 最终当放电能量消耗殆尽时又恢复到较高的值。基于罗姆普—韦策尔的方法, 可以估算火花通道的电阻

$$R \approx \frac{1000l}{rI} \sqrt{\frac{p}{\pi a t}} = \frac{1000l}{vI} \sqrt{\frac{p}{\pi a t^3}} \quad (7.3-18)$$

式中: R 为火花电阻, Ω ; l 为火花通道的长度, cm; r 为火花通道的半径, cm; v 为垂直于长度方向的火花通道扩张速率, 与放电电流及其时间变化率有关, cm/ μ s; I 为放电电流, A; t 为放电时间, μ s; p 为气体压强, 0.1MPa; a 是与气体相关的实验常数, 如空气和氮气为 $a = 0.8 \sim 1.0[0.1\text{MPa}/(\text{s} \cdot \text{V}^2)]$, 氩气为 $a = 30[0.1\text{MPa}/(\text{s} \cdot \text{V}^2)]$ 。

2 高压气体介质开关

2.1 工作原理

脉冲功率技术中的气体开关通常采用干燥空气、氮气、六氟化硫、氢气等气体作为绝缘介质, 其工作气压通常高于 0.1MPa, 开关的气体间隙长度一般为厘米量级, 间隙放电机理可用“流注 (streamer)”理论解释。

2.1.1 初始电子的产生

中性的气体分子是不导电的, 但由于宇宙射线和地壳中放射性物质的射线等作用, 气体中会发生微弱的电离而产生少量的带电质点。这种极少量的带电质点对气体的绝缘性能并没什么影响, 因为气体的电导极小, 仍为优良绝缘体, 但这种电离可能为在电场作用下气体放电的发展提供初始电子。

在一定条件下电子脱离原子核的束缚而形成电离, 产生初始电子和正离子。根据外界给予原子或分子的能量形式的不同, 电离方式可分为热电离、光电离和碰撞电离。另一方面从金属表面逸出的电子也会进入气体间隙参与碰撞电离过程。

初始电子的产生还可以通过外部触发方式获得。如电脉冲触发、紫外光或激光照射等均可产生初始电子。

2.1.2 放电的电子崩阶段

气体放电的现象与规律因气体的种类、气压和间隙中电场的均匀度而异, 但气体放电都有从电子碰撞电离开始发展到电子崩的阶段。对于均匀场, 初始电子从阴极到阳极的过程中间隙中电子崩的发展可表示为

$$n = n_0 e^{\alpha d} \quad (7.3-19)$$

式中: α 为电子碰撞电离系数; d 为间隙距离; n_0 为阴极表面初始电子数。

2.1.3 光电离与流注的形成

在间隙较长或气压较高, 电子崩不断向前发展过程中, 电子崩中产生了大量空间电荷。电子崩中的空间电荷足以使原电场 (外施电压在间隙中产生的电场) 明显畸变, 大大加强了崩头及崩尾处的电场。另一方面, 电子崩中电荷密度很大, 所以复合过程频繁, 放射出的光子在崩头或崩尾强电场区很容易引起光电离, 产生新的电子崩 (称为二次崩)。二

次崩和初始崩汇合, 电子进入正离子区, 形成导电率很高的等离子体。随着电子崩的发展, 等离子体部分也前发展, 这样发展的等离子体部分称为流注。由于流注的发展, 间隙转为火花放电状态。

对于空气或氮气, 流注理论适用于解释放电间隙与压强之积 $pd > 200 \sim 500 \text{Pa} \cdot \text{m}$ 时的放电现象。间隙的放电电压服从巴申 (Paschen) 定律, 即 $V_b = f(pd)$ 。巴申定律既适用于汤逊 (Townsend) 理论, 也适用于流注理论。

2.2 设计要素

2.2.1 电场分布

按场的均匀程度来划分, 开关的电场类型 (场型) 有稍不均匀场、不均匀场和极不均匀场三种。稍不均匀场气体火花开关重复放电时, 放电通道的位置分布比较分散、这有利于延长开关的使用寿命, 但放电电压的分散性稍大; 极不均匀场气体火花开关放电通道的分布较集中, 有利于减小放电分散性, 但使用寿命较短。对于直流和微秒脉冲工作方式下的大功率气体开关, 既要保证一定的寿命, 又要尽量减小放电分散性, 因此, 其电场分布通常采用稍不均匀场或不均匀场。而对纳秒脉冲工作方式下的气体开关, 则常采用不均匀或极不均匀的电场分布。

2.2.2 绝缘结构

绝缘结构设计是气体开关设计的一个关键问题。绝缘结构不仅影响开关的可靠性, 而且会影响开关电感。一方面, 开关电极之间必须具有足够距离, 以保证电极间以及相应的绝缘支撑能耐受一定的工作电压; 另一方面, 应尽可能减小电极间距离以及电极引线的长度, 以减小开关电感。这两方面的要求相矛盾, 必须综合考虑。

结构设计要点是可采用均压环等, 使得沿绝缘支撑表面的电场分布均匀, 尽量减小垂直于绝缘支撑表面的电场分量。此外, 绝缘容器的直径与电极直径之比也与绝缘性能有关。一般设计中, 前者为后者的 3 倍左右, 可有效利用绝缘长度。绝缘结构设计时应重点设计好“三结合点”, 还可利用电场的数值计算确定关键部位的电场分布, 调整结构形状和参数, 以提高绝缘设计的可靠性。

开关放电时电极物质的喷溅会导致绝缘部件表面污染, 绝缘支撑还必须具有高的耐压强度和机械强度。

2.2.3 气体种类

气体的选取应综合考虑其绝缘强度、经济性、与所接触材料的兼容性以及放电废气对工作人员、环境的影响。通常脉冲功率开关可选用干燥过滤的空气或氮气, 在气压不太高 (小于 0.5MPa) 而电场比较均匀的情况下可以采用 SF_6 气体或 SF_6 与干燥空气、氮气的混合气体。在脉冲电压下也采用氢气。

2.2.4 气体压力

尽管从减小开关火花电感的角度而言应当尽量提高开关的工作气压, 但是气压太高会带来一些工程上的不便。另一方面, 气压过高 (大于 1MPa) 时电极材料对放电的影响比较大, 放电会明显偏离巴申 (Paschen) 定律。因此, 除了某些特殊的应用场合以外, 不宜采用 1.0MPa 以上的工作气压。

2.2.5 电极材料

火花开关放电时形成细丝状火花通道, 流过电极的电流密度很大、局部温度很高, 在几千安培电流下电极熔蚀已比较明显。当电流很大 (几十千安以上) 时烧蚀则更严重。因此, 气体火花开关的使用寿命在很大程度上受到电极熔蚀的制约。合理选择电极材料可以在一定程度上减轻电极烧蚀,

延长开关的使用寿命。

由于开关工作条件的差异,电极烧蚀的机理和影响因素也不相同。电流大小、脉冲作用时间长短(它们决定了电荷通量)、能通量以及开关中沉积的能量(取决于放电回路负载电阻和火花电阻的相对大小)是电极烧蚀的主要外部影响因素。而材料的物理、化学性质则是主要的内部影响因素。当外部条件一定时,可以通过选择材料来提高开关的抗熔蚀能力。

材料选择时,还应考虑材料在高温下的物性改变、化学稳定性以及放电稳定性等。

2.3 气体开关特性

2.3.1 二电极开关

二电极开关由两个电极组成。当电极间电压达到开关击穿电压时,间隙自击穿形成火花放电而接通电路。开关击穿电压决定于电压形式、电极结构、气体介质等。对于稍不均匀场间隙,击穿电压可用下式计算

$$U_b = E_{max}d/f \tag{7.3-20}$$

式中: E_{max} 为击穿时间隙的最大场强; d 为间隙距离; f 为电场不均匀系数。

有些开关常用圆柱半球头电极,可按球-球或球-板电极结构来估算电场不均匀系数。

对于二电极脉冲气体开关,开关击穿电压除了与电极结构、介质特性有关外,还取决于脉冲电压波形。当脉冲电压上升时间很快、脉宽很窄时,由于间隙击穿时延的作用,击穿电压也随之增加。大电荷转移的气体开关也常采用二电极结构,这种开关的工作电压不高(通常不超过 25kV),工作电流达几百千安。开关中不设置触发电极,可防止触发电极烧蚀而影响开关寿命和稳定性。开关的触发通过外电路施加触发脉冲来实现,原理如图 7.3-1 所示。当电容 C 充电至相应电压时,与电容 C 充电电压极性相反的 1 号触发脉冲通过电容 C' 耦合至开关 1 的右侧,由于电感 L 的隔离作用,可在开关 1 上形成过电压,使得开关 1 触发导通。

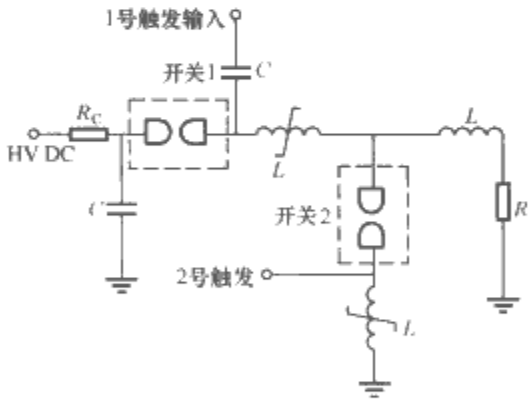


图 7.3-1 二电极开关外电路触发原理图

2.3.2 三电极开关

(1) 触发管型三电极开关。触发管型气体火花开关结构如图 7.3-2 所示。触发管型气体火花开关有两种触

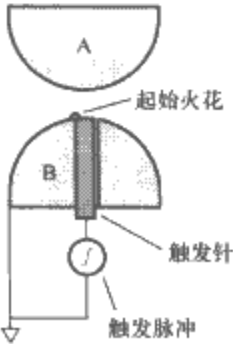


图 7.3-2 触发管型三电极开关

发机制,一种机制是触发电极和相对电极首先发生放电,然后触发电极和相邻电极在过电压的作用下击穿。这种触发方式下击穿延时和抖动相对较小,但需要在触发电极和相对电极之间产生很高的场增强,而且触发电极的烧蚀严重,开关的寿命相对较短,适合电流较小的场合。另一种触发机制是触发电极和相邻电极首先发生放电,开关主间隙在触发放电等离子体的紫外辐射下引燃放电。这种触发方式下击穿延时和抖动相对较大,但可以避免主放电电流流经触发电极,从而降低触发电极的烧蚀,有效延长开关的寿命。

影响触发管型气体火花开关性能和寿命的主要因素之一在于开关触发电极的烧蚀。触发电极可采用圆盘形、齿轮形及多针形等结构,以增大触发电极的烧蚀周长。在结构上,触发电极的表面均略低于地电极表面,以尽可能避免主电流对触发电极的烧蚀。

(2) 场畸变型开关。场畸变火花开关结构如图 7.3-3 所示,工作原理如图 7.3-4 所示。未触发前主电极的电场分布较均匀,触发极处于主电极之间的某一等位面上,可保证主电极之间的电场分布不因触发极的存在而改变。触发时,电场强烈畸变,导致击穿。

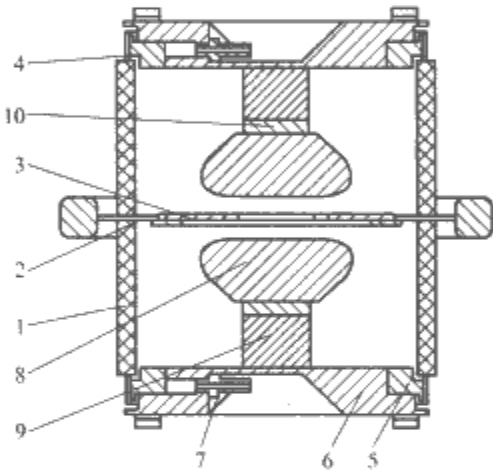


图 7.3-3 三电极场畸变开关的结构

1—绝缘筒; 2—圆盘触发电极; 3—引燃针; 4—座套; 5—紧固法兰; 6—密封单元; 7—气管; 8—主电极; 9—电极支柱; 10—调节垫片

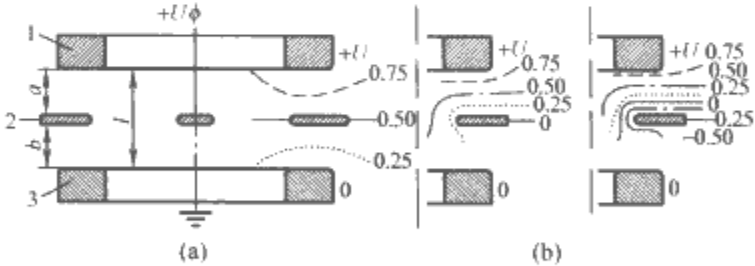


图 7.3-4 场畸变开关的工作原理

(a) 间隙结构与电位分布; (b) 触发时电位分布
1, 3—主电极; 2—触发电极

假定高压电极 1 与接地电极 3 间距离为 l , 触发电极 2 处于主间隙的中间位置,则分别在 1, 2 及 2, 3 间形成 a, b 两个间隙 ($a=b$)。当电极 1 施加正极性直流电压 $+U$ 时,则触发电极电位为 $+U/2$ 。如果触发电极电位突变为 0, 间隙电位分布也发生突变,如图 7.3-4 (b)。间隙全部电压施加在间隙 a , 间隙电场强度 E_a 变为原来的 2 倍。在触发电极边缘电场强度 E_b 也增加为

$$E_b \approx U_a^{-1} [(0.3a/r) + 0.65] \tag{7.3-21}$$

式中： r 为触发电极边缘的曲率半径。如果触发电极施加负极性脉冲电压 $-U/2$ ，间隙 a 电压增加至 $1.5U$ ，触发电极边缘 E_b 也增加1.5倍。一旦间隙 a 击穿，电压 U 则施加于间隙 b ，间隙 b 也很快击穿。

触发电极施加正（负）极性脉冲，开关导通放电过程类似，但静态击穿电压有所不同，而且两种触发方式下总击穿时延也不完全相等。开关总时延 τ ，由三部分组成，即

$$\tau = t_r + t_d + t_s \quad (7.3-22)$$

式中： t_r 为触发电极上脉冲上升时间； t_d 为上或下间隙导通时间； t_s 为另一半间隙的导通时间。其中， t_d 影响最大，抖动也大，主要是因为半个间隙击穿后，要引起触发电极电位向高电极电位浮动，需要一个过程。 t_d 或 t_s 主要取决于间隙过电压倍数。当电极间施加脉冲电压时，间隙击穿延时取决于过电压倍数，其击穿延时可表示为

$$t_{br} \approx 1.4 (k_{OV} - 1)^{-2} \quad (7.3-23)$$

式中： k_{OV} 为过电压系数， $k_{OV} = U_p/U_{cb}$ ； U_p 为脉冲电压幅值，kV； U_{cb} 为直流自击穿电压，kV。

2.3.3 多电极开关

开关的主间隙中设置一系列浮动中间电极，用绝缘体支撑在一起。这种开关结构的电极间电场要比单间隙均匀，提高了工作场强，而且由于中间电极间隙都比较短，也减少了开关导通的时间抖动。多电极开关可以工作在自击穿方式，也可以工作在外触发方式。

对脉冲电压作用时间为微秒级的开关，充 SF_6 气体时，由开关的耐压公式可推算出间隙长度为

$$d = \frac{U^{1.2}}{557 (p/p_0)^{0.6}} \quad (7.3-24)$$

式中： d 为间隙距离，cm； U 为承受的脉冲电压，kV； p/p_0 为充气绝对压强与标准大气压比率。例如，对于1MV电压， $p=0.065\text{MPa}$ ，求得 $d=2.35\text{cm}$ 。

中间间隙按其电极间电容成反比关系分配电压，当其中第一个间隙击穿后，引起电场重新分布，使其他间隙在越来越高的过电压下，顺序击穿，直至最后一个间隙击穿，开关导通。

工作在外触发状态电压达几MV的多电极开关间隙一般由触发间隙和一系列中间电极形成的自击穿间隙组成，常采用激光或电脉冲触发。关于该类开关电场强度的主要经验如下：

采用Weibull统计方法得到开关不发生自点火（自点火概率约0.003）气体间隙最大承受电场强度

$$\frac{E}{p} < 82 - 3.5p, p < 0.4\text{MPa} \quad (7.3-25)$$

开关绝缘子表面能够允许的电场强度（绝缘子沿面闪络的概率约0.003）

$$\frac{E_{ins}}{p} < 25 \quad (7.3-26)$$

当触发间隙电场强度小于 $46\text{kV}/(\text{mm} \cdot \text{MPa})$ 时，触发延迟时间的标准偏差（抖动）急剧增大，要求触发间隙电场强度满足

$$\frac{E_1}{p} > 46 \quad (7.3-27)$$

触发间隙承受的电压至少是开关承受总电压的20%~30%。

图7.3-5所示为激光触发多电极开关的结构图。电脉冲触发的3MV多级多通道气体开关结构及照片如图7.3-6所示，该开关外筒绝缘体分为触发段和自击穿两段，既改善了触发段电场分布，又减小了密封环节，排除了多段外筒连接处容易存在的气泡问题。

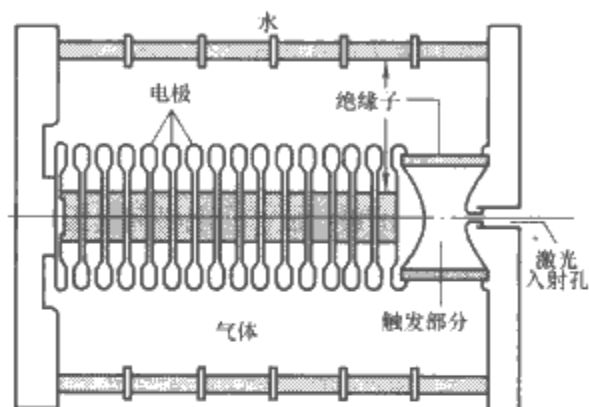


图 7.3-5 激光触发的多电极开关结构

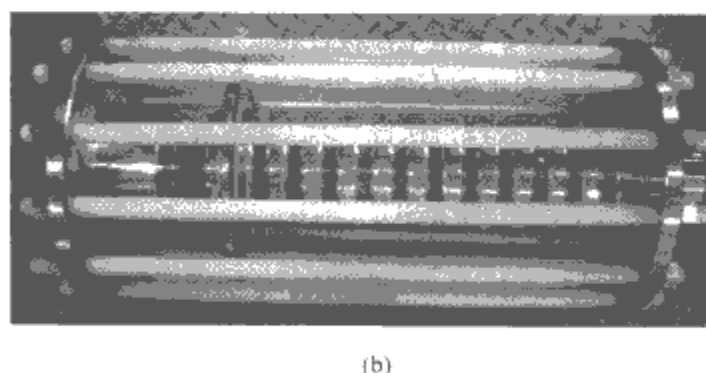
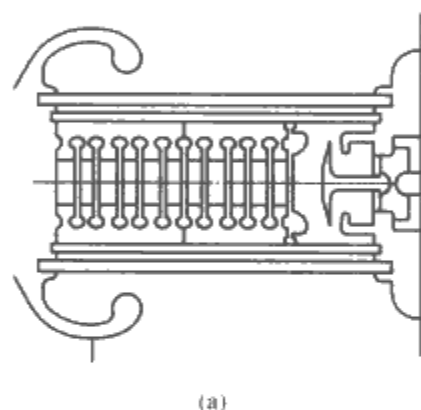


图 7.3-6 电脉冲触发多级多通道开关结构
(a) 结构示意图；(b) 开关实物图

2.3.4 轨道开关

轨道开关的典型结构如图7.3-7所示。主要是由两个长圆柱杆（或半圆柱）平行布置的电极和有锐利直边的触发电极构成。当通过大电流和大电荷量时，触发电极容易烧坏，触发电极位置需要优化设计，保证触发的有效性，同时避免触发电极尖楞处于放电主通道中，绝缘外筒强度和触发电极的烧损限制了开关寿命。

轨道开关用电脉冲触发时，引起间隙中部电场畸变和紫外引燃，属于场畸变开关。轨道开关的电流及直流耐压分别达到500kA及200kV，抖动小于1ns，开关电感只有几纳亨。其优点主要包括开关间隙多通道放电，具有很低的电感；因为它是直线型结构，适合与带状传输线和平板电容器相连接；电流在多通道上均匀分布，电极烧蚀分散在很大的面积上，增加了开关电极寿命。

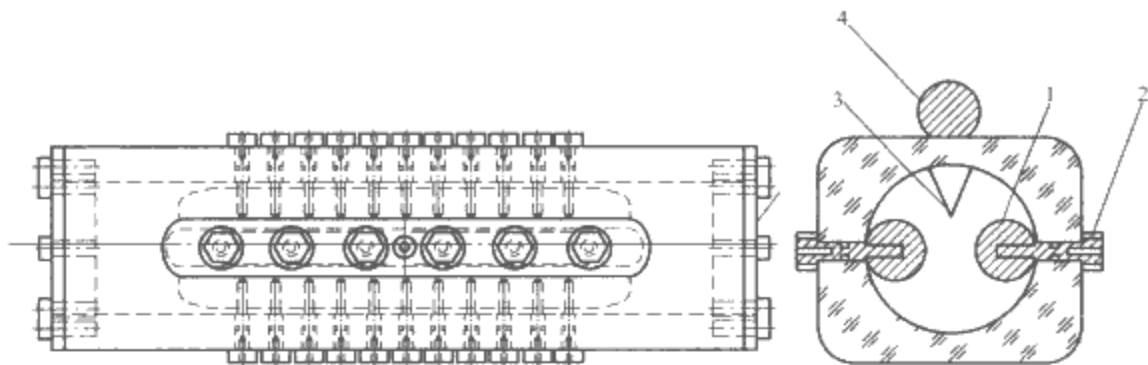


图 7.3-7 轨道开关结构
1—高压电极；2—密封圈；3—触发电极；4—触发信号引入

2.4 气体开关试验

2.4.1 静态放电试验

静态放电试验也称为自击穿试验，其目的是在接近实际使用条件下，通过多次放电试验获得放电电压与气压的关系，确定开关工作系数，以便根据实际需要调整开关的工作参数。对用于初级储能系统中的开关可利用开关静电放电试验数据进行稳定性的分析与评估，给出单个开关的自放电概率并进而评估初级储能装置所用全部开关的自放电概率。

2.4.2 触发试验

触发试验的目的是掌握开关的触发性能，如触发范围、阈值、击穿时延和抖动等。触发范围指一定触发脉冲下开关可触发的电压范围；触发阈值指一定工作系数下开关可触发的最小可触发电压；击穿时延指触发脉冲起始时刻与放电电流起始时刻之差；抖动指击穿时延的标准偏差，可用多次触发试验的击穿时延的样本偏差作为其测量值。

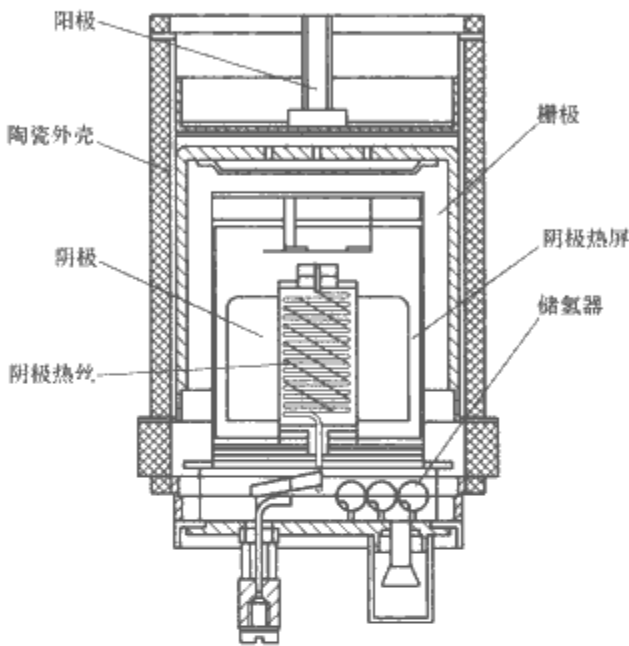


图 7.3-8 氢闸流管的结构

3 低气压气体开关

3.1 氢闸流管

3.1.1 氢闸流管的特点

氢闸流管是一种热阴极低气压气体放电器件，工作点位于巴申曲线的左侧，受制于电极边缘效应和表面微观凸起等场增强因素的限制，开关平均场强只有 10^5 V/cm 。开关工作在 $13.3 \text{ Pa} \cdot \text{cm}$ 时，单个间隙的最大电压只能达到 40 kV 。考虑到触发和恢复等因素，脉冲闸流管的最佳工作气压为 66.5 Pa ，间隙 $2 \sim 3 \text{ mm}$ 。

3.1.2 氢闸流管的结构

氢闸流管主要由阳极、阴极、栅极、氢发生器和陶瓷外壳 5 部分组成。基本结构如图 7.3-8 所示。为了改善触发特性，减小触发延迟时间，有时还加一个预电离电极，称四极管。工作电压超过一定值后，则需叠加栅极，做成双间隙或多间隙。翼片式阴极结构是为了增加发射面积，阴极热屏是为了减小加热功率，使温度分布均匀，同时防止阴极材料溅散到栅极上。氢发生器是一个金属管壳，里面有加热丝并充满了钛氢化合物粉末。热丝通电加热时，钛氢化合物粉末就分解出氢气，氢气由孔隙扩散到氢闸流管内的空间，并保证 pd 值位于巴申曲线的左支；温度下降后，氢气通过孔隙又被吸进去并形成钛氢化合物。

3.1.3 氢闸流管的工作原理

在栅极未加触发脉冲时，阳极与阴极之间的间隙隔离高电压，处于绝缘状态。阴极热丝和氢发生器热丝通电预热后，阴极达到热发射的工作温度，阴极发射的电子积蓄在阴-栅之间。栅极加触发脉冲后，随着栅压的升高，阴-栅空间产生电离，放电形成等离子体。随着栅流的继续增

大，等离子体浓度迅速增大并开始扩散。扩散到栅孔附近的电子在阳极电场的作用下穿过栅孔向阳极运动，引起阳-栅空间气体电离，放电就由栅极发展到阳极。阳-栅空间放电后，阳极电流急剧增大，阳极电压迅速下降，管子进入击穿放电阶段。这时管压降可以低到几十到几百伏。只要维持阳极电压高于管压降，管内就继续维持放电。因为等离子体中大量的正离子屏蔽了栅极的负电场，栅极电压的大小对阴极电流就没有影响了，所以栅极就失去控制作用，栅极也就不具备关断电流的能力。当阳极电压低到不足以维持放电时，放电就停止了，管内出现消电离过程。这时阳极电流减小到零，阳极电压又上升到起始值，阴阳极间又恢复到高电压绝缘状态，其工作过程如图 7.3-9 所示。

3.1.4 主要电参数

- (1) 阳极正向峰值电压：阳极对阴极的最大瞬时正电压。
- (2) 阳极反向峰值电压：阳极对阴极的最大瞬时负电压。
- (3) 阳极正向峰值电流：阳极脉冲电流的最大瞬时值。
- (4) 平均阳极电流：阳极脉冲电流的平均值。
- (5) 脉冲宽度：电流脉冲的半高宽。
- (6) 重复频率：每秒脉冲个数。
- (7) 脉冲上升时间：正向电流由峰值的 10% 上升到 90% 所需时间。

3.1.5 氢闸流管的主要指标

根据应用技术的需求，经过近一个世纪的发展，氢闸流管的各项技术指标越来越高，并且还在不断提高。表 7.3-4 列出了目前所能达到的技术指标以及今后的目标。

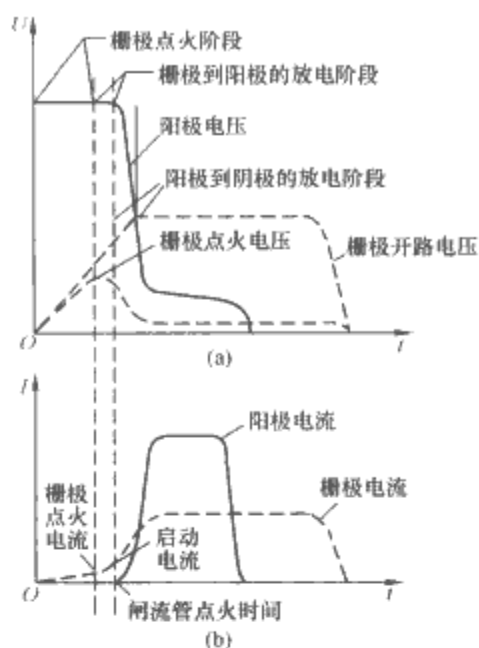


图 7.3-9 氢闸流管的工作过程

表 7.3-4 氢闸流管的技术指标

| 序号 | 参数 | 当前 | 研究极限 |
|----|------------------------|---------|---------|
| 1 | 峰值电压 (kV) | 100~200 | 200~350 |
| 2 | 峰值电流 (kA) | 40 | 100~200 |
| 3 | 脉冲宽度 (μs) | 10 | 1000 |
| 4 | 重复频率 (kHz) | 6 | 20~50 |
| 5 | 平均电流 (A) | 60 | 500 |
| 6 | 峰值功率 (GW) | 1 | 10 |
| 7 | 平均功率 (MW) | 1 | 5 |
| 8 | 寿命 (万 h) | 7 | 10 |

3.2 伪火花开关

伪火花开关是一种低真空 ($1 \sim 300\text{Pa}$) 冷阴极放电开关, 间隙放电时属于巴申定律的辉光放电区, 故取名伪火花 (也称赝火花, pseudospark), 意思是类似于火花放电。伪火花开关具有放电速度快、导通电流大、重复率高、寿命长等优点。

伪火花开关的原理结构如图 7.3-10 所示, 其阴极是空心的, 在相对阳极一面的中心部位开有一个直径几毫米的孔, 阴阳极间距一般为几毫米, 这是伪火花开关的基本特征。由于阴极开孔和空心区域的存在, 增大了自由电子沿电场方向的行程, 使之与气体分子的碰撞概率增大, 因此使放电相对易于发展。

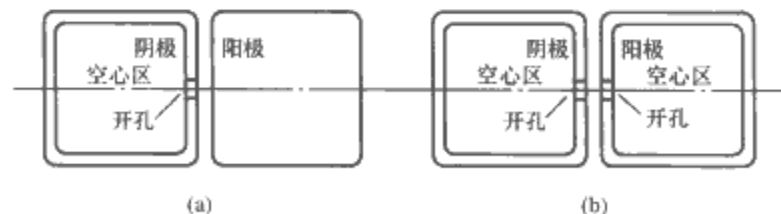


图 7.3-10 伪火花开关原理结构

阴极开孔直径、深度、阴极空心区宽度与长度、电极间距以及这些尺寸之间的配合对空心阴极内部电场分布的影响

很大，放电性能随这些参数及其配合而显著变化。

伪火花开关已发展了轴向放电和径向放电两类，其放电通道分别沿着开关的轴线方向和半径方向发展。轴向放电类有单孔型、多孔型、径向狭缝型、角向狭缝型四种，径向放电类有多孔型和狭缝型等。

一般伪火花开关的放电电压约在 40kV 以下, 放电电流可达几十千安, 电流上升速率可达 $1\text{MA}/\mu\text{s}$, 脉冲重复率可达千赫兹量级以上, 可承受 100% 反向电流, 寿命可达 $10^5 \sim 10^9$ 个脉冲。伪火花开关的脉冲重复率和寿命高于高压气体火花开关, 电流上升速率高于真空开关, 放电电流和反向通流能力则高于氢闸流管。

为了避免伪火花开关阴阳极间发生长路径放电, 需要利用绝缘子阻隔阴阳极间可能的长放电路径。由此可能带来的问题是绝缘子受热和光辐射老化以及放电产生金属微粒在表面的附着沉积, 这些都是限制开关寿命的重要因素。

伪火花开关的触发方式有多种,按触发源本身的性质可分为电脉冲触发、带电粒子束触发、光触发等。

就单项工作参数而言,不同用途的火花开关已达到的技术水平为电压百千伏(多级、单次、小电流)、电流百千安培(径向多孔)、重复率几千赫兹(小电流)、脉冲数 10^8 (较小电流)、寿命百千库(累积通过电荷)。德国和美国已开始形成实用化器件用于加速器、激光器等实验装置中。

3.3 真空触发开关

真空触发开关的结构如图 7.3-11 所示。主要部件有两个主电极、一个触发电极和绝缘外壳。真空触发开关的工作过程分为两个阶段,即触发阶段和导通阶段。在触发电压作用下,触发电极与其相邻主电极间产生放电,放电所产生等离子体喷溅到主间隙,触发阶段所产生的等离子体引发辉光放电,随着电流密度的迅速增加,辉光放电转变为电弧放电,建立起金属蒸汽电弧,使主间隙导通;当主电路电流过零时,电弧熄灭,开关断开。

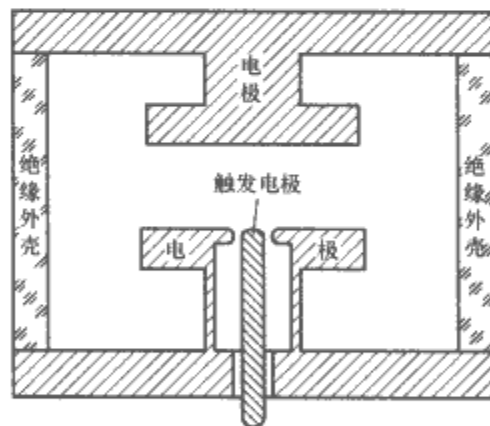


图 7.3-11 真空触发开关原理示意图

真空触发开关的主要技术性能包括工作电压、触发电压、工作电流、触发时延、真空度和寿命。影响开关寿命的关键有电极材料、真空焊接气密性和触发电极材料。其中电极材料和真空焊接技术是相互关联的,目前已经解决了金属电极材料和玻璃、陶瓷等绝缘材料的焊接问题;采用真空精炼过的材料作为电极材料可以解决电极材料在运行中的放气问题。

真空开关的触发技术是目前研究的焦点,包括触发方式、触发电极材料和结构、触发电路三个方面。触发方式主要有场畸变触发、等离子体触发、电子束触发、激光和 X 光触发 5 种方式,采用较多的是等离子体触发。等离子体触发方式有两种结构,间隙放电式和沿面放电式。间隙放电式是指触发电极与一个主电极之间的真空间隙在触发电压作用

下放电产生等离子体；沿面放电式是指在触发电极与主电极之间的绝缘体沿面发生滑闪放电产生等离子体。间隙放电触发式要求的触发电压一般在千伏以上，结构简单、寿命长。沿面放电触发方式可以在绝缘体沿面（一般采用高铝陶瓷）上涂覆一层几十微米的金属氢化物或半导体材料等以降低触发电压和缩短触发延迟时间和抖动，这种结构下，触发电压可以降低到几百伏。在沿面触发方式中，大通流能力的开关导通所产生的金属蒸汽电弧喷射到触发放电的沿面上会极大地影响触发的可靠性和整个开关的寿命。为了降低触发电压，还有采用钛酸钡（BaTiO₃）、钛化锆酸铅、碳化硅、氮化硼、优质云母等作为沿面放电的涂覆材料。

4 液体介质开关

液体介质开关常用作闭合开关，其基本性质有击穿电压、击穿时延、杂散电容、泄漏电阻、固有电感和弧道电阻等。多数液体介质在稳态或脉冲电压下的击穿强度可达 100~1000kV/cm（稳态电压下的极性液体介质除外），明显大于气体介质击穿强度，因此相同电压下液体开关的尺寸更小，电感更低，与固体介质开关相比液体开关的优势是击穿后的自愈性。由于极性液体介质具有较高的相对介电常数（如：去离子水 80 和甘油 44）和良好的脉冲绝缘特性，所以高功率脉冲装置的脉冲压缩部件中经常采用液体介质，以实现脉冲传输线各级压缩单元的能量存储和传递，这时采用同种液体作为闭合开关的绝缘介质无疑具有天然的结构兼容性，与脉冲功率初级储能装置中的开关不同，液体开关更强调高电压、大电流、高功率、快上升时间的特点。

4.1 液体开关工作原理

液体开关性能主要与液体介质的绝缘特性有关，液体介质击穿的基本理论通常包括碰撞电离击穿理论（也称电击穿理论）、气泡击穿理论和杂质击穿理论。液体介质击穿理论可以定性的解释某些实验现象，但还很不完善。碰撞电离理论说明液体击穿场强随液体介质厚度减小而增大。杂质击穿理论的小桥模型说明液体击穿场强随杂质粒子半径减小而增大，工程上进行液体过滤、吸附等处理的目的是除去较大的杂质粒子，以提高击穿场强。根据气泡击穿理论，提高场强的工程措施包括加热抽真空排除气泡；增加液体介质压强溶解气泡；在变压器油中加入苯醌等添加剂抑制气泡的产生等。杂质“小桥”形成需要一定的时间，一般认为对脉冲电压下经过适当净化处理的液体绝缘性能影响较小。研究表明，在脉冲作用时间小于某个临界值时电子雪崩流注理论占主导地位，而在作用脉冲时间为亚微秒或微秒量级时气泡击穿理论占主导地位，击穿主要与液体或电极表面含气和电场作用下产生气泡有关。Jones 和 Kunhardt 的水介质气泡击穿理论认为，电子碰撞电离发生在气泡里。根据击穿延迟时间 $t_d = t_{nuc} + t_{ex} + t_{ar} + t_r$ ，水介质击穿进程可分为以下 4 个步骤：①阴极场致发射电流的加热在阴极表面突起部分形成气泡— t_{nuc} ；②气泡内气体密度随时间逐渐减小直到临界值，发生电子碰撞电离— t_{ex} ；③从电子雪崩开始直至受到空间电荷场阻碍— t_{ar} ；④从雪崩阻碍开始到火花通道形成— t_r 。击穿延迟时间 t_d 主要取决于 t_{nuc} 。将电极表面抛光或用其他处理工艺可使阴极表面场致发射电流减弱，增大 t_{nuc} ，降低气泡的附着几率，使击穿延迟时间 t_{bd} 变大，光滑的电极表面也可抑制气泡的形成与附着，从而降低介质击穿的可能性。

液体开关性能随运行次数的变化往往与电极表面状态（粗糙度、附气泡程度等）的改变有关。在重复率脉冲下运行的液体开关其工作频率受到液体介质恢复时间的制约，脉冲间液体介质恢复不充分会导致击穿场强降低。有研究表明，气泡产生和消失决定着水介质绝缘性能恢复时间，采用流动水和加压水可以加速气泡消失过程，从而提高开关工作频率。

4.2 液体介质开关的结构

常见液体介质开关的原理结构如图 7.3-12~图 7.3-13 所示，介质通常采用油或去离子水。

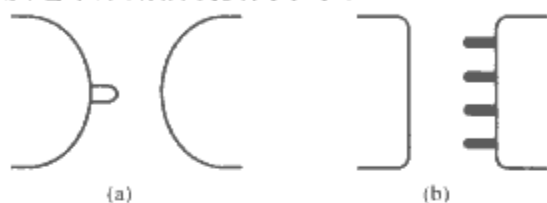


图 7.3-12 高功率闭合开关的原理结构：自击穿型
(a) 单通道型（可无突起部分）；(b) 多通道型

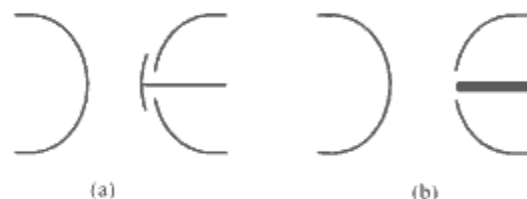


图 7.3-13 高功率闭合开关的原理结构：电触发型
(a) V/N 场畸变型；(b) 触发管型

开关主电极构型有球-板，球-球，管-板等，触发电极形状及位置应与所在处的等位面相吻合。脉冲功率装置中，单通道自击穿水开关一般用于前级脉冲压缩，处于中间储能电容和脉冲形成线之间。多通道水开关通过设置多个并联运行的单通道开关来实现多通道放电，一般用于后级脉冲压缩，处于形成线和输出线之间，在开关电极之间加装屏蔽电极，可以减小开关之间的杂散电容，降低电容耦合到下一级的预脉冲。近年来人们开始研究激光触发的水开关，利用脉冲宽度 7ns 的 532nm 聚焦激光束触发水开关，在 170kV/300ns 的电压下，获得了 1.7ns 击穿抖动（远小于开关自击穿抖动约 25ns），研究致力于发展工作电压为几兆伏的大功率激光触发水开关。

4.3 液体开关的电路模型

液体开关击穿过程的电路模型如图 7.3-14 所示， C_d 、 L_d 、 R_d 分别是开关杂散电容、电极的自感和泄漏电阻，可根据开关结构和液体电阻率估算； L_s 、 R_s 为流注通道电感和电阻； R_{sd} 为流注头部与迎面电极间的泄漏电阻； C_{sd} 为流注头部与迎面电极之间的杂散电容。 L_s 、 R_s 、 R_{sd} 、 C_{sd} 是随放电电流注发展过程而变化的。

当放电电流注贯穿开关的两个电极后，开关电流才会发生显著变化，计算时 L_s 和 R_s 取流注导通时的值，并且认为在主电流传导过程中保持不变。水开关的电路模型可以简化为如图 7.3-15 所示电路。对于变压器油介质开关，可进一步简化为如图 7.3-16 所示电路。

4.4 应用实例

4.4.1 U/N 型场畸变开关

1972 年，美国首次将 U/N 型场畸变开关应用在油介质 AURORA 装置上，该装置采用双同轴线，工作电压 12MV，4~6 个通道，时间抖动 10ns。U/N 型场畸变开关结构如图

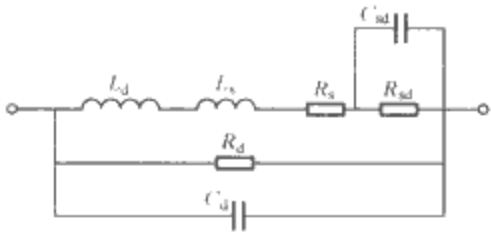


图 7.3-14 液体开关电路模型

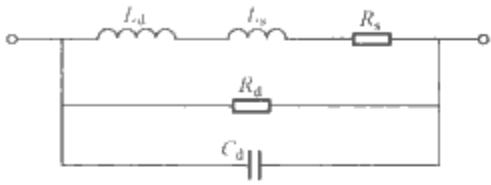


图 7.3-15 简化的水开关电路模型



图 7.3-16 简化的变压器油开关电路模型

7.3-17 所示。

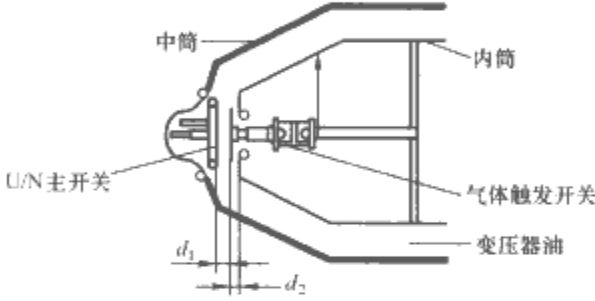


图 7.3-17 AURORA 装置 U/N 型场畸变主开关结构
 d_1 、 d_2 —触发电极两侧的开关间距， $d_1 > d_2$

U/N 型场畸变开关等效电路模型和反转电压产生原理电路分别如图 7.3-18 (a)、(b) 所示。对图 7.3-18 (a) 定义 N 为开关主电极之间的电压 U_B 与触发电压 U_T 之比，触发电极盘 2 处于主电极 1 和 3 之间，在脉冲电压下按电容分压充电到电位 U_T 。触发电极形状与位置设计应尽量避免引起电场畸变，根据马丁公式选择适当的电极间距，确保在充电期间不发生击穿。此时间隙 1—2、2—3 的电压差分别为 $U_B - U_T$ 、 U_T ，当触发间隙 4 导通（自击穿或外触发击穿），触发盘上电压 U_T 由于 LC 谐振电路发生极性反转变为 $-U_T$ ，此时，两个间隙的电压变为

$$U_{1-2} = U_B + U_T, U_{2-3} = -U_T \quad (7.3-28)$$

显然，间隙 1—2 电压增加了 $2U_T$ 。由于触发电极边缘曲率半径很小，在触发电极边缘处容易造成很高的电场增强而使得开关发生多通道击穿，当放电电流到达两侧主电极时开关导通。

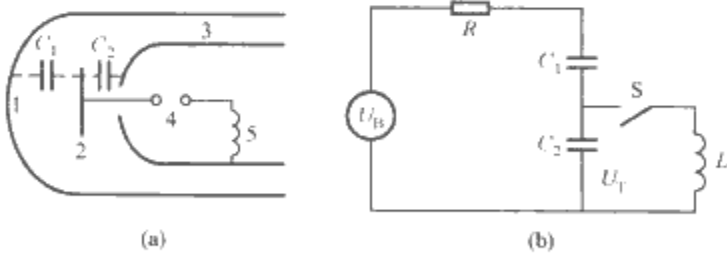


图 7.3-18 U/N 型场畸变开关原理

(a) U/N 开关结构；(b) 反转电压产生原理电路

1、3—主电极；2—触发电极；4—触发间隙；5—反转电感

反转电压产生原理电路如图 7.3-18 (b)， L 是反转回路中的电感， R 是充电电阻， S 是触发间隙。当 S 闭合，已经充电为 U_T 的 C_2 通过 L 谐振放电，有

$$U_2 = U_T \cos \frac{t}{\sqrt{LC_2}} \quad (7.3-29)$$

为了使开关击穿时间抖动最小，一般根据流注速度与电压的关系，以及使流注在触发电极两侧同时闭合的原则确定开关参数。U/N 型场畸变开关也适用于水介质。

4.4.2 单通道自击穿型开关

“强光一号”装置主开关采用局部场增强的球—板电极结构如图 7.3-19 (a) 所示，它半球形主电极顶部设计安装了小半径的半球形附加电极，附加电极面积远小于整个主电极的面积（约占主面积的 4%）。开关主电极顶部安装小尺寸附加电极，通过增加主电极上的局部电场，既可以降低因开关放电通道位置随机变化而引起的击穿分散性，也可以避免或减少主电极融蚀。它是在如图 7.3-19 (b) 所示的球—板电极结构基础上改进而成，这种场增强型的电极不宜直接采用尖板结构型的经验公式估算临界场强。

根据 J. C. Martin 经验公式，稍不均匀场电极如图 7.3-19 (b) 所示的临界击穿场强为

$$E_b = K_{\pm} A^{-\frac{1}{10}} t_{\text{eff}}^{-\frac{1}{3}} \quad (7.3-30)$$

式中： E_b 为临界击穿场强，MV/cm，对于稍不均匀电场，取开关的最大场强；取 $K_{\pm} = 0.6$ ； A 为电极有效面积， cm^2 ，可利用电场数值模拟软件对图 7.3-19 (b) 分析得到； t_{eff} 为电压有效作用时间（即大于工作电压峰值 63% 到击穿点的时间）， μs 。根据电压波形确定间隙的临界击穿场强。

数值模拟计算电极如图 7.3-19 (a) 所示的电场分布，调整电极间距，当附加电极处最大场强等于式 (7.3-30) 给出的临界击穿场强，就得到了开关工作间距。

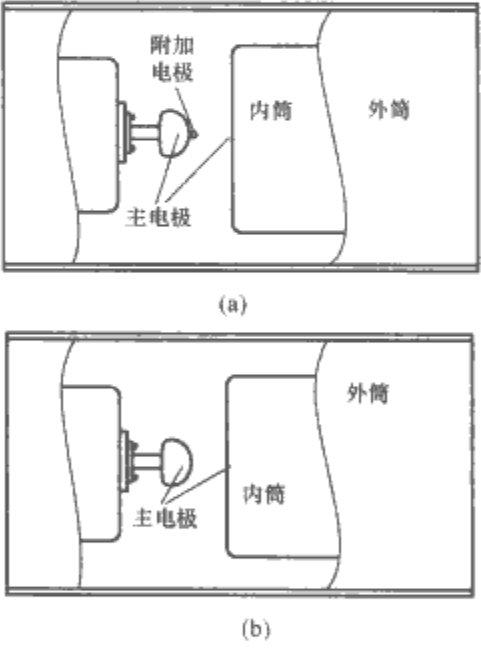


图 7.3-19 主开关的电极结构示意图
(a) 局部场增强的球—板电极；
(b) 球—板电极稍不均匀场

4.4.3 多通道自击穿型开关

“强光一号”多针开关结构如图 7.3-20 所示。采用 9 个棒—板间隙并联工作的方式，它们在圆周上均匀分布，可以形成 9 个放电通道。

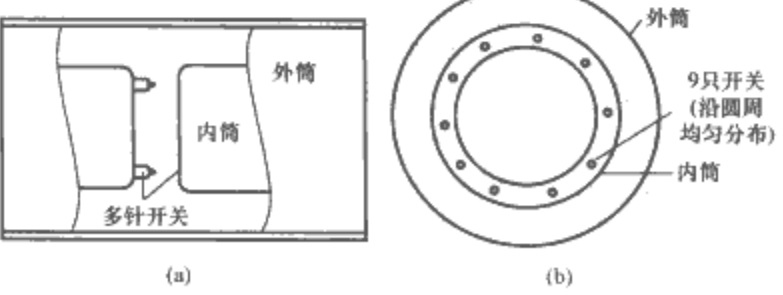


图 7.3-20 多针开关结构示意图
(a) 正视图；(b) 左视图

5 固体介质开关及介质表面放电开关

5.1 固体介质开关

在两电极之间放置固体薄膜作为绝缘介质就构成了固体介质开关, 也称作薄膜间隙。固体介质开关是一种闭合开关。

固体介质开关的典型结构如图 7.3-21 所示。受绝缘薄膜几何形状的限制, 固体介质开关中的两个主电极一般情况下均设计为平板形, 主电极之间放置绝缘薄膜, 绝缘薄膜选用具有较高绝缘强度的材料, 诸如聚四氟乙烯、聚乙烯、聚酰亚胺等。

根据触发电极放置位置的不同, 开关在结构上分为两类: 第一类是触发针、触发孔或触发电极位于其中一个主电极(一般情况下为地电极)中, 如图 7.3-21 (a)、(b)、(c) 所示, 分别适用于电脉冲触发、机械触发和光脉冲触发, 这类开关的工作原理与三电极气体放电开关类似。第二类开关如图 7.3-21 (d) 所示, 这类开关在结构和工作原理上都与三电极放电间隙开关中的场畸变开关类似, 两个平板形的电极之间使用两层绝缘薄膜, 薄膜中间为片状金属触发极, 当触发时, 触发装置输出陡脉冲, 使主电极间电场分布畸变, 迅速放电, 形成多个放电通道, 放电通道数目和触发脉冲陡度有关, 脉冲越陡, 通道数越多, 开关电感越小, 击穿时延也越短, 这种开关也被称为多通道场畸变开关。

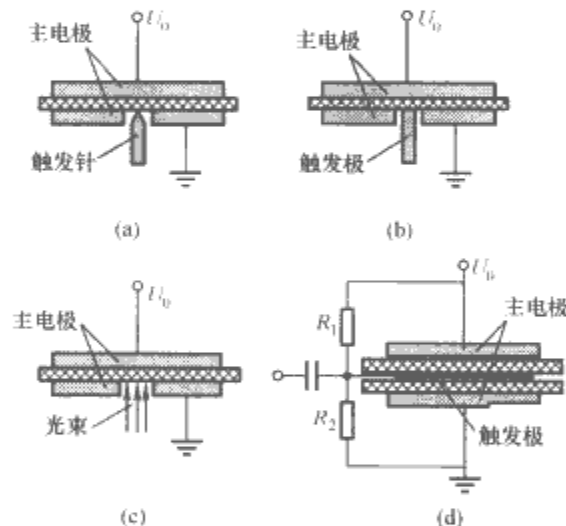


图 7.3-21 固体介质开关的典型结构

固体介质开关中绝缘强度比气体和液体的高得多, 开关中两主电极之间的距离可以设计得很小, 开关本身的电感(最小可达到十几纳亨)和电阻较小, 可以实现开关的短时延和低抖动(最小达到几纳秒)。

在固体介质开关中还需使用夹紧装置将绝缘薄膜与两个电极压紧, 防止出现空隙而造成绝缘强度下降。此外, 在设计第一类固体介质开关时, 应尽量缩小触发孔直径, 这样可以减小火花通道长度, 利于减小电感, 进而缩短击穿时延。

这类开关一般适用于低阻抗的平板型或带状传输线, 用于产生快前沿的脉冲, 也可以通过较为复杂的过渡结构与同轴型传输线连接, 获得较高的输出阻抗, 但此时开关上所加最高电压受同轴传输线最高耐受电压的限制。固体介质开关中的绝缘薄膜不可能重复使用, 这使得固体介质开关在应用上受到一定的限制。

5.2 介质表面放电开关

介质表面放电开关的基本结构如图 7.3-22 所示。两个主电极紧贴绝缘介质表面放置, 绝缘介质一般由两层构成,

上层选用具有较强抗表面烧蚀能力的绝缘材料, 通常选用半导体材料, 下层选用具有较高介电强度的绝缘材料, 通常使用陶瓷材料。介质表面放电开关结构依据触发电极放置方式, 可分为隐蔽式触发开关结构、中间表面触发开关结构、局部场增强触发开关结构, 如图 7.3-22 所示。

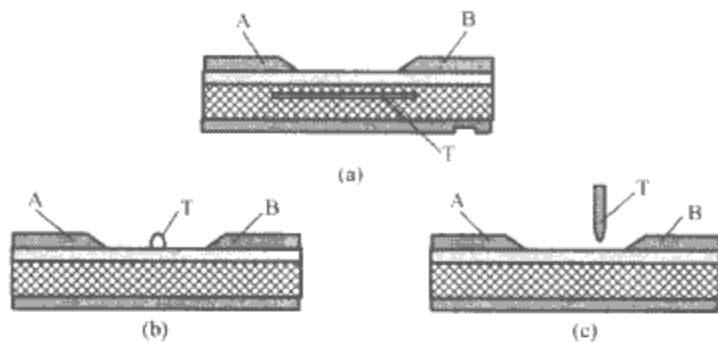


图 7.3-22 介质表面放电开关结构示意图

(a) 隐蔽式触发开关结构; (b) 中间表面触发开关结构;

(c) 局部场增强触发开关结构

A、B—主电极; T—触发电极

介质表面放电开关的两主电极之间形成的电场为具有弱垂直分量的极不均匀电场, 由于触发电极 T 和主电极 A、B 的耦合电容作用, 介质表面发生弱的电晕放电, 通过介质表面的电流是位移电流, 而且沿整个介质表面分布。在电晕放电空间电荷的作用下, 主电极 A 和 B 之间将发生多通道表面放电, 使间隙导通。

介质表面放电开关的工作电压范围可达自击穿电压的 40%, 明显低于常用的火花放电开关, 这是表面放电开关很突出的优点。

介质表面放电开关能产生多通道放电, 放电通道的数目及放电通道在固体电介质表面上的分布与开关的触发脉冲幅值和脉冲上升时间有关。目前介质表面放电, 开关电极 A、B 间的放电通道可达到几百个, 使开关放电通道的电阻和电感大大减小, 开关特性有了很大改善, 放电时延仅为几纳秒。

介质表面放电开关的放电时延与开关的工作电压有关, 也与触发脉冲有关。在触发脉冲一定的情况下, 工作电压增大, 放电时延将迅速减小。当主电极间距离一定, 开关电压一定时, 触发脉冲幅值越高, 放电时延越小。

电极材料和固体介质材料的烧蚀及老化是影响开关寿命的主要因素, 在开关电弧的作用下介质表面会出现烧蚀现象, 影响开关的耐压水平和工作性能, 所以, 固体介质多采用陶瓷材料。

开关的电极材料应当依据通流能力来选择。一般高功率脉冲开关选用铜或钢作为电极材料。通流能力更大时, 需选用更耐烧蚀的电极材料, 例如铜钨或银钨合金等。

介质表面放电开关性能可靠, 时延短, 抖动小, 触发准确, 可在重复频率下运行, 可实现大面积均匀放电, 且表面放电含有丰富的紫外和真空紫外辐射。基于以上特点, 介质表面放电开关作为光泵浦源被广泛用于相关的激光器中, 例如, 紫外预电离准分子激光、TEA CO₂ 激光、紫外光激励 HF 化学激光器、紫外分解碘原子激光以及真空紫外光解离获得 XeF (C—A) 激光等。除可用作激光器的光泵浦源外, 介质表面放电开关也可用作超短、超强激光放大器。

6 电爆炸导体断路开关

6.1 工作原理

当金属导体(丝或箔)通过密度为 $1 \sim 10 \text{ MA/mm}^2$

的脉冲电流时,快速焦耳加热发生爆炸性气化使电阻急速增大,从而切断放电电流。电爆炸导体断路开关(Electric exploding opening switch, EEOS)就是基于金属电爆炸机理工作的。金属导体电爆炸时,具有与金属导体截面减少相联系的电阻快速增加的特性,在电弧发展过程中,金属导体的电阻率与爆炸电流的形状、外部边界等有关。

假设电阻率与能量密度呈线性关系,为

$$\rho = \rho_i(1 + \beta_i w), i = 0(\text{固态}), 1(\text{液态}) \quad (7.3-31)$$

式中: ρ_i 和 β_i 分别为固态(液态)的初始电阻率; w 为加热效率。

单相加热一级近似时,金属丝的电阻率随着比作用量呈指数地变化

$$\rho = \rho_i \exp[(g/g_{\max}) \ln(\rho_{\max}/\rho_i)] \quad (7.3-32)$$

式中: g_{\max} 和 ρ_{\max} 分别为加热相末端点(熔化点或气化点)的比作用量与电阻率。

金属由固态到液态、由液态到气态的相变过程中,电阻率与比作用量近似成正比,即

$$\rho = \rho_i / \sqrt{1 - [(\rho_{i+1}^2 - \rho_i^2) / \rho_{i+1}^2] g / g_{\max}}, 0 \leq g \leq g_{\max} \quad (7.3-33)$$

典型的金属导体(例如 Cu, Al 和 Au)电阻率与比作用量的关系如图 7.3-23 所示。

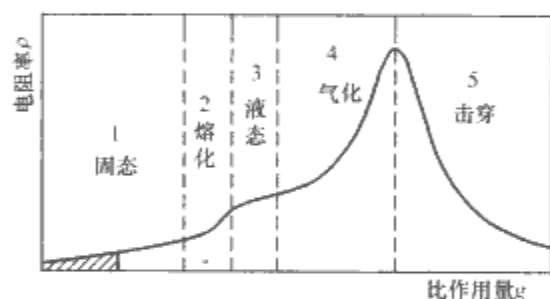


图 7.3-23 EEOS 的典型金属导体电阻率与比作用量的关系

EEOS 产生高压脉冲的过程如图 7.3-24 所示。 S_1 导通后电容 C 放电,脉冲电流 I_1 流过储能电感 L_s 和电爆炸导体 R_i ,由于导体电阻的作用而产生热量,使导体迅速熔化、汽化进而发生电爆炸,温度达到 2500~3000K 以上,形成高温高压的金属蒸气,引起导体电阻剧增,回路阻尼迅速增大。由于回路储能电感的存在,在 EEOS 上产生电压陡升并迅速达到峰值,即输出脉冲的上升沿,上升时间由回路的电参数和开关电阻变化率($\Delta R/\Delta t$)决定,理想开关的峰值电压为 $U_{\max} = I_2 R_i$ 。当蒸气通道开始膨胀,其内部压力降低,密度减小或由于高电压作用起弧形成电弧等离子体时,蒸气通道可能恢复导电,电压下降形成高压脉冲的下降沿。开关 S_2 在电压脉冲上升到一定幅值时接通,流过负载 R_d 上的电流为 I_3 。一般 EEOS 在回路电流到达峰值时爆炸断开,可产生上升时间为几十纳秒至几百

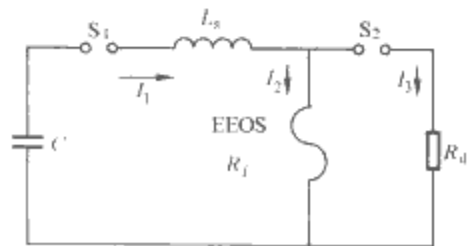


图 7.3-24 EEOS 产生高压脉冲的工作原理

纳秒的高电压陡脉冲。

研究建立开关的计算模型可以预估开关起爆性能,目前主要有两种基本途径:一是采用辐射电磁流体力学的方法,考虑气化物质的热压、环境气压以及丝中通过电流的磁压,同时还要考虑气化物质的电离、辐射、等离子体输运以及击穿过程等,涉及高温物性参数、各种相互作用截面数据、统计分布和状态方程等。另一种方法是根据实验测量对爆炸丝电阻率或电阻增长倍数与比作用量(比内能) $g = \int i^2 dt$ (i 为通过 EEOS 的电流)的关系进行拟合,利用拟合曲线或数据表进行电路模拟,从而达到预估开关断路性能及其与电源、开关参数的关系。这种方法比较容易实现,而且结果可靠,但局限性较大,一般适合于分析研究特定装置的性能。Tucker 等人研究发现当导体电流密度约为 10^7 A/cm^2 时,导体电爆炸时的比作用量为常数,并给出了多种金属导体的电阻率与比作用量、比热能的数据。

6.2 影响开关性能的因素

电爆炸导体断路开关实质上就是以金属丝或金属箔通过大电流时发生爆炸作为断路开关。如图 7.3-25 所示是一种电爆炸开关的结构,爆炸丝镶嵌在齿轮状的绝缘子上,爆炸丝根数和直径可调。

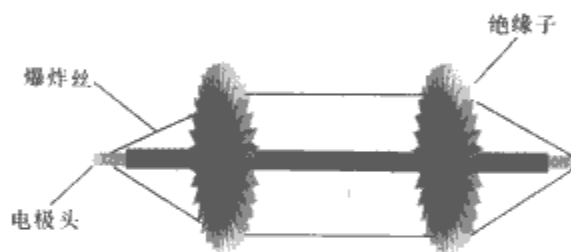


图 7.3-25 一种电爆炸开关的结构

影响 EEOS 工作性能的因素主要有爆炸导体的材料、尺寸结构、周围介质、注入电流的特性等。对于爆炸丝金属种类和形状的确定,应考虑金属的沸点、在相变过程中的潜热(升华热,即熔化热与汽化热之和)、电阻率等对爆炸过程的影响,常用爆炸导体的材料有银、铜、铝。金属箔容易产生边缘效应,宜采用细导线且将其并联使用。将导体置于适当的绝缘介质中(压缩气体、绝缘液体和浇注的固体绝缘等),可以提高沿面击穿强度,延缓蒸发物膨胀,从而提高开关性能。为了得到足够高的输出电压,爆炸丝必须有足够的长度,否则开关就会过早被击穿起弧,不利于提高输出电压幅值。爆炸丝的截面积和根数也会影响开关的输出波形。根据电路设计要求,爆炸丝参数的选取要综合考虑上述因素进行优化。

6.3 应用实例

采用电感储能—电爆炸导体断路开关系统的“强光一号”外观如图 7.3-26 所示。当 LTD 的建立电容为 93nF,输出电压为 2.4MV,系统总电感为 13.5μH 时,选用直径 90μm 的铜丝作为 EEOS 的导体,导体总截面积为 0.23mm²,长度为 3.7m,开关起爆电流为 120kA,EEOS 断开后,在负载上可产生幅值 3~4MV、脉宽 150~200ns 的高压脉冲。图 7.3-27 给出了“强光一号”EEOS 典型波形。



图 7.3-26 采用 EEOS 的“强光一号”外观

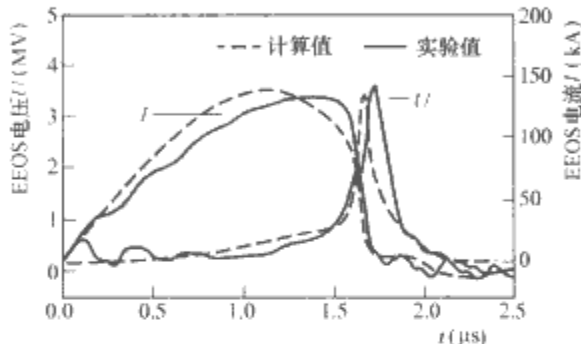


图 7.3-27 “强光一号” EEOS 典型波形

7 等离子体断路开关

7.1 开关结构与工作原理

等离子体断路开关 (Plasma opening switch, POS) 是基于电感储能技术的脉冲功率装置中的关键部件。由 POS 组成的典型脉冲功率系统及其等效电路如图 7.3-28 所示。POS 的工作过程可以大致划分为两个主要阶段,即传导阶段和断路阶段。POS 在工作时,等离子体首先被注入到真空磁绝缘传输线阴阳电极间,等离子体是良导体,此时脉冲功率发生器电流完全流过等离子体,POS 把负载旁路,能量以磁能的形式储存在回路电感中,这个阶段称为传导阶段。根据传导阶段时间的长短,POS 可分为两类:一类导通时间较长(数百纳秒至 1μs),该类 POS 主要用于电感储能系统,其导通时间应与电感充电时间相当,目的是进行脉冲压缩并提高输出电压幅值。另一类 POS 导通时间较短(100ns 以内),主要用于在电容储能型装置中后级的脉冲压缩,同时起到抑制预脉冲的作用。在断路阶段,电流迅速地从开关支路切换到负载支路。

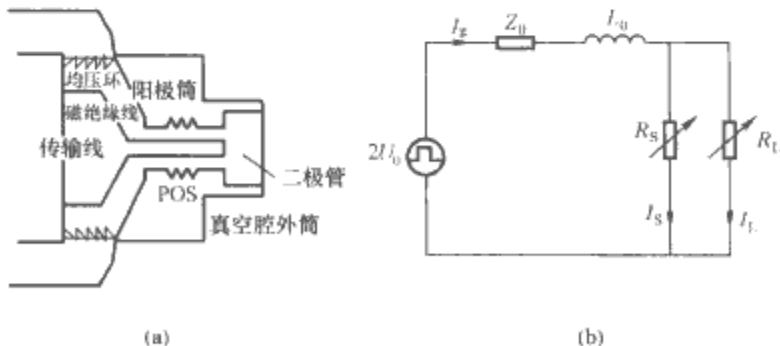


图 7.3-28 “强光一号”加速器 POS 及二极管系统
(a) 系统构成; (b) 等效电路

$2U_0$ —脉冲功率发生器二倍行波电压; I_k —负载 (POS 与二极管) 总电流; Z_0 —传输线特性阻抗; L_0 —磁绝缘传输线电感; R_S —POS 的等效阻抗,随 POS 工作的不同阶段而发生变化; R_L —二极管阻抗

7.2 POS 的理论模型

描述 POS 的物理过程、影响因素等的物理模型主要包括融蚀模型、雪犁模型和染污双极流—等离子体扩张模型。融蚀模型处理短传导时间(几十纳秒至几百纳秒以内)的开关传导和断路问题,与实验结果比较一致;雪犁模型分析长传导时间的传导问题,与实验结果比较一致;染污双极流—等离子体扩张模型适于描述长传导时间 POS 的断路行为。

(1) 融蚀模型。POS 的工作过程被划分为 4 个顺序衔接的阶段,即电流传导、等离子体融蚀、增强融蚀和磁绝缘阶段,如图 7.3-29 所示。其中第一阶段也称为开关闭合(传导)阶段,后三个阶段合称为开关断路阶段。

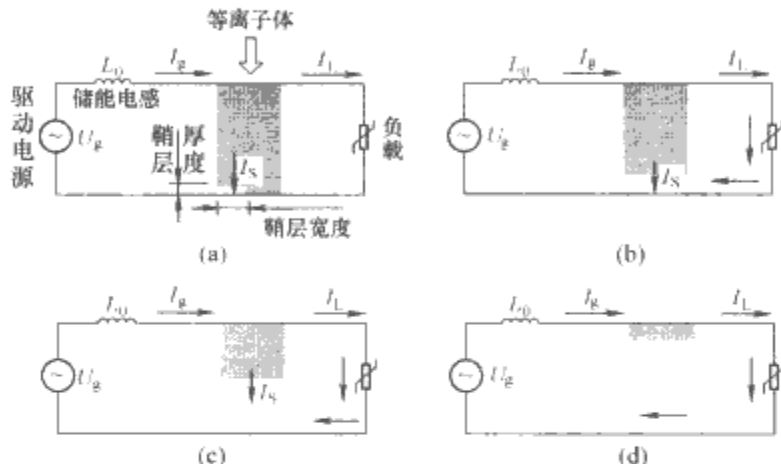


图 7.3-29 POS 的融蚀模型原理示意图

(a) 电流传导阶段; (b) 等离子体融蚀阶段;
(c) 增强融蚀阶段; (d) 磁绝缘阶段

I_g —发生器(开关上游)电流; I_L —负载(开关下游)电流;
 I_S —开关电流

在电流传导阶段,开关可传导的电流由双极流决定,正比于等离子体密度。只要开关所传导的电流密度低于在相应情况下可预估的阈值(由等离子体参数等因素决定),等离子体就相当于一块良导体。

当发生器电流 I_g 大于双极流阈值 I_0 时,导通阶段结束,POS 进入等离子体融蚀阶段,此时随着电流的增大,等离子体鞘层开始变厚以便提供更大的离子电流,鞘层厚度 D 随时间 t 的变化率为

$$\frac{dD}{dt} = \frac{I_i - \alpha I_0}{n_i Z e (2\pi r l)} \quad (7.3-34)$$

式中: I_i 为离子电流; I_0 为双极流阈值, $I_0 = n_i Z e v_D 2\pi r l / \alpha$; n_i 为离子密度; Z 为离子所带电荷数; e 为电子电荷; v_D 为离子向阳极的漂移速度; r 为阴极半径; l 为等离子体区域长度; α 为人为指定的无量纲因子,用以反映径向磁场的显著程度。

POS 电压 U_S 和 POS 电流 I_S 应满足双极流 Child-Langmuir 定律,即

$$U_S^{3/2} = 3.7 \times 10^4 I_S D^2 / (r l) \quad (7.3-35)$$

POS 进入增强融蚀阶段,鞘层的厚度增加很快,因此开关的阻抗也增加得很快,流过开关的电流迅速减小,由于储能或结构电感的存在,开关两端就会感生一个高电压,驱动较大的电流通过负载。此时发生器电流 I_g 应大于阈值 I_C , I_C 为

$$I_C = 1.36 \times 10^4 (\gamma^2 - 1)^{1/2} r / D \quad (7.3-36)$$

式中: γ 为相对论因子。

在增强融蚀阶段,离子电流与电子电流的比值变为

$$I_i / I_e = \sqrt{2} \alpha (\gamma + 1)^{1/2} l / D \quad (7.3-37)$$

当负载电流 I_L 大于临界电流 I_c 时, 间隙中出现磁绝缘现象, 阻止了间隙内电子的流通, 全部电流流向负载, POS 进入磁绝缘阶段。

(2) 雪犁模型。雪犁 (snowplow) 模型亦称为雪耙模型、雪铲模型。一维雪犁模型解释开关传导的物理过程如图 7.3-30 所示。

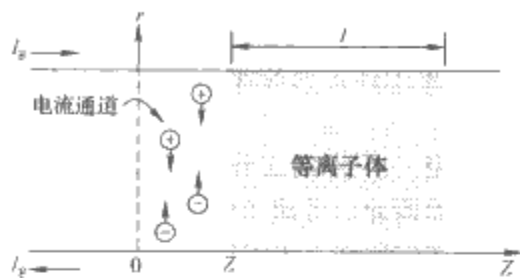


图 7.3-30 一维雪犁模型的概念示意图

在传导阶段, 用雪犁模型预期 POS 的行为时, 对于长传导时间 (微秒级) 开关, 与实验结果符合较好。

对于断路阶段, 一维雪犁模型设想在径向磁压的作用下, 等离子体从阴极向阳极收缩, 从而产生鞘层, 如图 7.3-31 所示, 其动力学方程为

$$\frac{d}{dt} \left(\rho Y \frac{dY}{dt} \right) = \alpha \frac{B^2}{2\mu_0} \quad (7.3-38)$$

$$B = \frac{\mu_0 i(t)}{2\pi r}$$

式中: Y 为鞘层宽度; ρ 为等离子体质量密度; μ_0 为真空磁导率; B 为磁感应强度; $i(t)$ 为流过开关的电流。

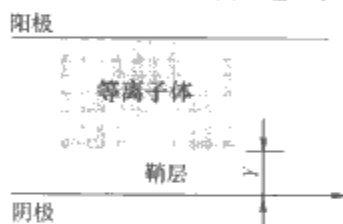


图 7.3-31 一维雪犁模型解释鞘层增厚的示意图

(3) 染污粒子双极流-等离子体扩张模型。染污粒子双极流-等离子体扩张模型通过分析阴极物质的逸出过程来解释 POS 断路过程中的电流损失和阻抗崩溃现象, 能够较好地描述长传导时间 POS 的断路行为。

阴极爆炸电子发射是导致阴极物质逸出的物理原因, 爆炸电子发射可分为金属晶须尖端强场电子发射、晶须热爆炸、阴极等离子体形成及扩张 3 个主要的阶段。

在晶须爆炸过程中逸出的金属以等离子体、蒸气、液滴和金属微粒的混合物形式存在; 逸出的金属越多, 蒸气、液滴和金属微粒越多, 等离子体密度越大。阴极等离子体形成后, 电子流以空间电荷限制方式从阴极等离子体表面发射, 并与注入等离子体离子一起形成双极空间电荷限制流 (双极流)。

在长传导时间情况下, 不断扩张的阴极等离子体将影响开关断路性能。设该等离子体扩张的速率为 v_p , 则按阴极等离子体运动引起鞘层厚度随时间减小这一重要影响因素进行修正, 可以得到长传导时间开关断路电流 j_{+dv} 的近似表示式为

$$j_{+dv} = 1.86 \times \frac{4\epsilon_0}{9} \sqrt{\frac{2Z_+ e}{m_+}} \frac{U^{3/2}}{(D_{max} - v_p t)^2} \quad (7.3-39)$$

式中: ϵ_0 为真空介电常数; t 为从 POS 断路开始算起的时间, s; Z_+ 为离子的电荷数; e 为电子电荷, C; m_+ 为离子质量, kg; U 为开关电压, V; D_{max} 为开关断路时的最大鞘层厚度, m; v_p 为阴极等离子体扩张速率, m/s。

在长传导时间情况下, 阴极等离子体可以运动较长距离, 从而显著影响鞘层厚度和开关断路性能。因此该物理模型适于描述长传导时间 POS 的断路行为。但由于不能得到鞘层厚度随时间变化时电流密度的严格解析解, 上式对鞘层厚度进行的修正是近似的。

上述模型都在一定程度上反映了开关内部的物理过程。然而, 由于 POS 具体应用情况的多样性, 上述理论模型并不能很好解释各种情况下的实验结果。

7.3 POS 的脉冲等离子体源

POS 的核心部件是脉冲等离子体源, 不同种类的脉冲等离子体源包括气体放电、激光、电缆枪等离子体源和闪络板等离子体源等。常用的电缆枪等离子体源主要包括脉冲驱动电路和电缆型等离子体枪阵列, 如图 7.3-32 (a) 所示, 常用电缆型等离子体枪剖面结构如图 7.3-32 (b) 所示。

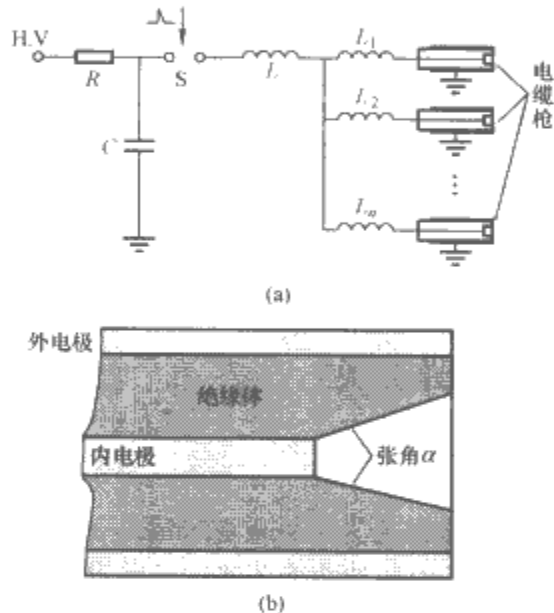


图 7.3-32 电缆枪等离子体源

(a) 等离子体源原理电路图;

(b) 电缆型等离子体枪剖面结构示意图

7.4 应用实例

7.4.1 短传导时间 POS

“强光一号”装置负载系统 (包括 POS 及二极管) 结构如图 7.3-33 所示。POS 采用轴对称结构, 等离子体由 92 只对称分布在直径为 65mm 不锈钢阳极筒上的电缆枪产生, POS 阴极直径约 25mm, 开关区轴向长度约为 20mm, 开关间距 2cm。工作时电缆枪由 $2.8\mu\text{F}$ 电容充电 28~32kV 提供能量, 92 只电缆枪总电流约为 40~43kA, 脉宽 $2\mu\text{s}$, 等离子体密度大于 10^{15}cm^{-3} 。如图 7.3-34 所示, POS 导通时间约 360ns, 在主脉冲到达之前, 二极管被等离子体完全旁路, 消除了预脉冲; 主脉冲到达后, 真空电感经由等离子体而被充电, 当充电电流达到 600kA 时, 开关迅速断路, 产生 4MV 左右的脉冲高电压驱动电子束二极管, 真空电感中的储能随即释放。

7.4.2 长传导时间 POS

长传导时间 POS 的典型应用包括美国的 ACE-4 装置和俄罗斯的 GIT-12 装置, 如图 7.3-35 所示。图 7.3-35 (a) 所示为 ACE-4 装置中的 POS 布置, 装置储能 4MJ, POS 采用闪络板等离子体源, 导通时间约 $1\mu\text{s}$, POS 断路后输出电压大于 1MV, 驱动 Z 箍缩负载的电流大于 3MA。图 7.3-35 (b) 所示 GIT-12 装置中的 POS 布置, 装置储能 5MJ, POS 采用等离子体枪导通时间约 $1.7\mu\text{s}$, 峰值电流大于 6MA。

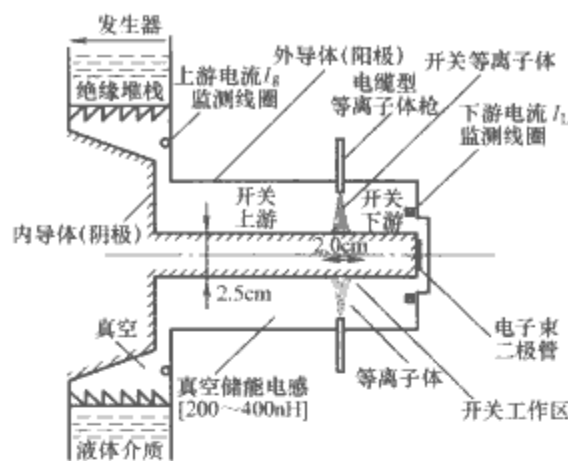


图 7.3-33 “强光一号”装置负载系统结构示意图

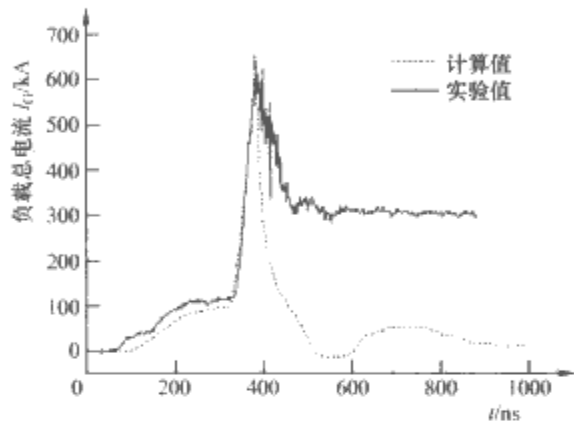


图 7.3-34 “强光一号”负载总电流

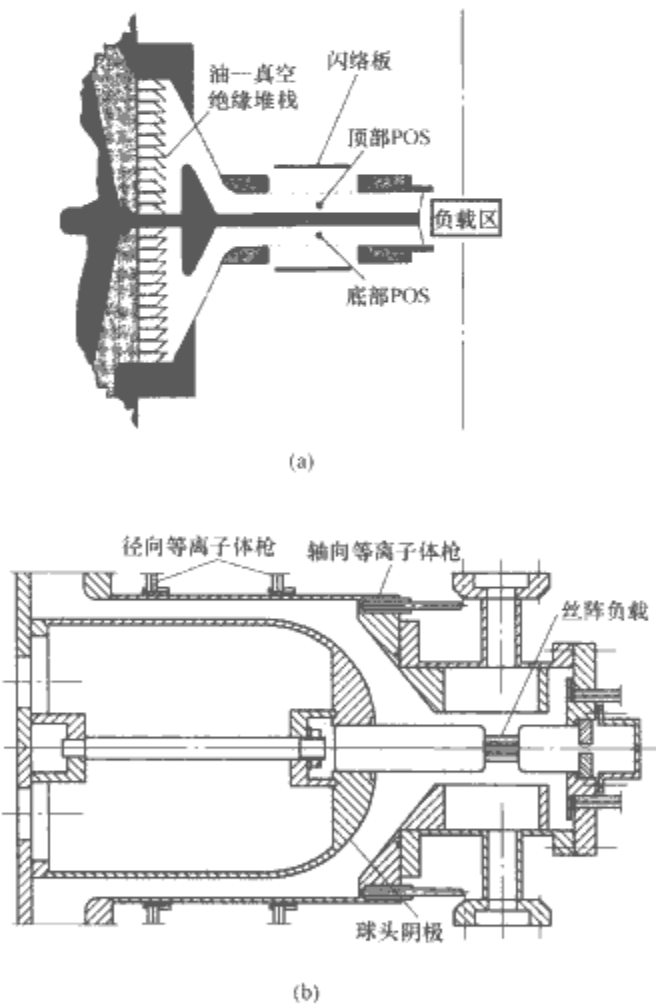


图 7.3-35 长传导时间 POS 的典型应用
(a) 美国 ACE-4 装置中的 POS 布置；
(b) 俄罗斯 GIT-12 装置中的 POS 布置

8 磁开关

8.1 工作原理

磁开关实质上是一种利用铁磁材料做成的饱和电抗器，它利用电感饱和来实现工作状态的转变，没有消电离问题，

也没有电极烧蚀问题，因此适合于高重复频率下运行，具有很好的应用前景。磁开关的主要缺点是：①磁心必须复位；②磁材料有损耗，在高重复频率运行时会导致磁心温升；③磁开关并不是理想开关，会在电路中产生较大预脉冲。因此，磁开关也被称为“磁脉冲压缩器”，它在电路中的主要作用是脉冲压缩及波形的锐化和整形。

适合于做磁开关的材料要求呈矩形变化的磁滞回线，损耗要小， dB/dH 变化率要大，如非晶态合金，NiZn 铁氧体，NiFe 合金等最适合做磁开关。

在磁开关中，选择 $\mu^{(s)}$ 和 $\mu^{(u)}$ 这两个量非常重要。

(1) $\mu^{(s)}$ 。

$B-H$ 回线一般分成三个区域：①负饱和区；②非饱和过渡区；③正饱和区。求出饱和点处 $B-H$ 曲线的斜率，可确定饱和磁导率 $\mu^{(s)}$ 。

(2) $\mu^{(u)}$ 。

用半回线来估计非饱和磁导率，把 $B-H$ 回线线性化，令 $B_r=B_s$ 。

由磁芯能耗 $\Delta W = \int_{B_r}^{B_s} H \cdot dB = \langle H \rangle \Delta B$ ，斜率 $\mu^{(u)} = \frac{dB}{dH} = \frac{\Delta B}{2\langle H \rangle}$ ， $\mu^{(u)} = \frac{\Delta B^2}{2\Delta W}$ (7.3-40)

由电磁感应定律，可以写出磁心方程，对方波脉冲有

$$\Delta B = \frac{1}{NA} \int_0^T U_L dt = \frac{U_0 T}{NA} \quad (7.3-41)$$

式中： N 为磁开关的线圈匝数； A 为磁心的截面积； T 为磁开关的饱和时间； ΔB 为磁心材料的磁通量摆幅； U_L 为开关上电压，对方波 $U_L=U_0$ 。此方程亦称伏秒特性。

磁开关压缩单元电路如图 7.3-36 所示， C_n 充电时间决定于

$$U_n(t) = U_0 \left[\frac{C_n}{C_{n-1} + C_n} (1 - \cos \omega t) \right] \quad (7.3-42)$$

对于 $C_{n-1}=C_n=C_n+1=C_0$ ，则

$$U_n(t) = \frac{U_0}{2} (1 - \cos \omega t) \quad (7.3-43)$$

其中： $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{n-1}^{(s)} \frac{C_0}{2}}}$

C_n 充电时间 T_n 为

$$T_n = \frac{\pi}{\omega} = \pi \sqrt{L_{n-1}^{(s)} \frac{C_0}{2}} \quad (7.3-44)$$

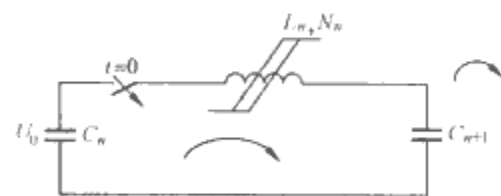


图 7.3-36 压缩单元电路

C_n 完全充满电以后， L_n 必须同时达到饱和。磁心饱和时间 T'_n 由下式确定

$$B_n(t) = \frac{1}{N_n A_n} \int_0^{T'_n} U_n dt \quad (7.3-45)$$

当 C_n 充电到 U_0 ， L_n 电感到达饱和， C_n 开始放电，而 C_{n+1} 开始充电，磁心饱和时间必须与 C_n 充电时间相等，即

$$T'_n = \frac{2\Delta B_n A_n N_n}{U_0} = T_n \quad (7.3-46)$$

根据式，可以得到 $L_{n-1}^{(s)}$ 和 $L_n^{(s)}$ 的关系

$$L_{n-1}^{(s)} = \left[\frac{2\Delta B_n A_n N_n}{\pi U_0} \right]^2 \frac{2}{C_0} \quad (7.3-47)$$

取相邻两级饱和电感之比

$$\frac{L_n^{(s)}}{L_{n-1}^{(s)}} = \frac{\mu^{(s)} N_n^2 A_n^2}{V_n} \cdot \left[\frac{1}{L_{n-1}^{(s)}} \right] \\ = \left(\frac{C_0 U_0^2}{2} \right) \left(\frac{1}{V_n} \right) \frac{\pi^2}{4} \frac{\mu^{(s)}}{\Delta B_n^2} \quad (7.3-48)$$

对于半径为 R ，截面积为 A 的圆环电感，电感可表示为

$$L_n^{(s)} = \frac{\mu^{(s)} N_n^2 A_n}{l} = \frac{\mu_0 \mu^{(s)} N_n^2 A_n^2}{V_n} \quad (7.3-49)$$

式中：磁路长度 $l=2\pi r$ ； V 为磁心体积。

从第 n 级到 $n+1$ 级之间的电容充电时间之比，决定压缩增益 G

$$G = \frac{T_n}{T_{n+1}} = \frac{\pi \sqrt{L_{n+1}^{(s)} C_0 / 2}}{\pi \sqrt{L_n^{(s)} C_0 / 2}} = \sqrt{\frac{L_{n+1}^{(s)}}{L_n^{(s)}}} \quad (7.3-50)$$

对于快速开关，我们可得到开关设计判据

$$L_n^{(u)} \geq 20 L_n^{(s)} \quad (7.3-51)$$

即对于同一级磁态，必须要求达到非饱和电感大于饱和电感的 20 倍，把充电的预脉冲降低到 5% 以下。

8.2 磁开关复位与损耗

从磁滞回线可见，为了获得最大的磁感应增量，每次磁开关工作以后，必须恢复到它的起始位置，这叫做磁心复位，通常有两种复位方式。

(1) 自动复位。第一个电容器电压出现相反极性脉冲，这个反极性脉冲通过开关相串联起来，使得后面各级开关全部恢复到初始状态。复位脉冲一般比主脉冲电压较低。这个反极性脉冲常常利用主脉冲结束后，电路中出现的拖尾负脉冲，即电路负失配造成的负脉冲。如果仍不能复位，必须采用外电路来复位。

(2) 外电路复位。如用电容脉冲放电电流来实现磁心复位，也可以使用直流电流复位。由于磁芯处于高电位，复位电路须采用隔离变压器对整流电路供电，并采用电感线圈隔离脉冲高压。磁心损耗主要为磁滞和涡流损耗两种。

磁滞损耗为

$$P_Z = \Delta B \Delta H K_T V f \quad (7.3-52)$$

式中： ΔB 为磁感应场变化量； ΔH 为矫顽力； K_T 为填充系数； V 为磁心体积； f 为重复频率。

涡流损耗为

$$P_W = \frac{\Delta B^2 \delta^2 K_T V f}{12 \rho_r t_p} \quad (7.3-53)$$

式中： δ 为磁片厚度； ρ_r 为电阻率； t_p 为脉宽。

8.3 应用实例

磁开关的主要功能有陡化脉冲的上升时间，构成多级脉冲压缩器以及作为同轴传输线的输出开关。利用磁开关技术来陡化脉冲上升时间，其基本原理是利用磁元件的非线性效应，近年来，在高压脉冲电源中又受到重视，它比利用火花间隙开关陡化脉冲效果明显，且易于控制。磁开关用于陡化脉冲上升时间，不同于脉冲压缩和变换，有自己的特点：

(1) 脉冲重复率要求高， $\omega = 2.2/t_R$ ，前沿越陡频带越宽。

(2) 伏秒特性较小，仅为上升时间所包围的面积， $NS\Delta B = \frac{1}{2} V_0 t_R$ 。

(3) 负载上的预脉冲，取决于非饱和感抗与负载阻抗之比。

(4) 脉冲上升时间由 $\tau_s = L_s/R$ 确定。

陡化磁开关的设计准则是：

(1) 由输入电压幅值和上升时间确定伏秒数，根据磁心的 ΔB_s 选 N ，再计算磁心面积。这是基本条件，必须满足。

(2) 根据上升时间要求 $t_R = 2.2 L_s / R$ ，确定饱和电感要求，再由环形磁心电感 $L_s = \mu_s N^2 S / l$ 选定 μ_s 和 μ_u （饱和及非饱和磁导率），计算出磁路长度，这是设计要求。

(3) 校核。根据全电流定律 $N i_s = H_s l$ ， i_s 为饱和时磁化电流， H_s 为饱和时的磁场强度，必须得到自治，否则应重新选择， N 、 S 、 l 反复计算求得自治的结果。

9 半导体开关

9.1 反向触发双极晶闸管

9.1.1 结构与工作原理

反向触发双极晶闸管 (Reversely Switching Dynistors, RSD) 是一种四层结构的硅半导体器件，结构类似晶闸管，但没有晶闸管那样的栅极，阳极是由相互交替的 N^+ 区和 P^+ 区组成，每个器件由成千上万个 RSD 元胞并联集成，每个元胞由一个晶闸管 (thyristor) 和一个晶体管 (transistor) 组成，其结构和等效电路如图 7.3-37 所示。

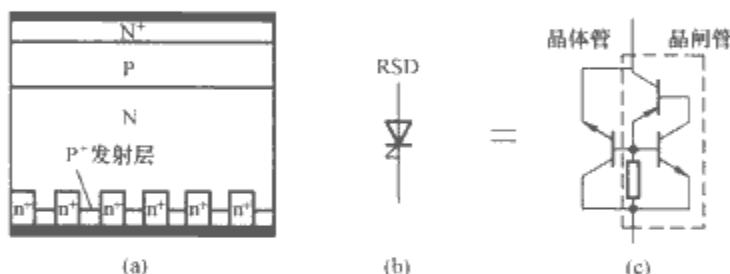


图 7.3-37 RSD 结构和等效电路

(a) RSD 结构；(b) 图形符号；(c) 等效电路

RSD 是一种等离子体导电的器件，不同于常见的半导体器件少数载流子或多数载流子导电。

RSD 开关的基本原理电路如图 7.3-38 所示。它由主回路 (Main Circuit)、触发回路 (Trigger Circuit) 和控制单元 (Control Unit) 三部分组成。

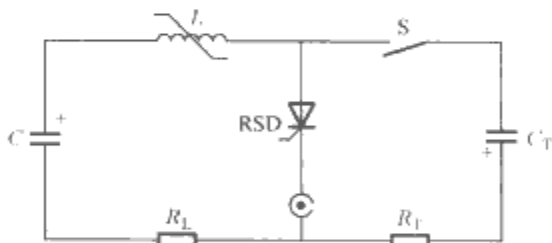


图 7.3-38 RSD 开关基本原理电路

主路由电容组 C 通过磁开关 L 向负载 R_L 和半导体脉冲开关元件 RSD 提供正向电压，触发路由触发电容 C_T 通过 R_T 反向触发 RSD，控制单元用于控制触发回路的电子开关 S 。

开通过程：开关 S 接通后， C_T 通过 R_T 向 RSD 提供反向触发电流，使其晶体管部分导通并在 RSD 内部形成大量均匀分布的等离子体积累。此时 RSD 压降很小，磁开关 L 在饱和前呈现很高的阻抗，只有微小的电流流过，RSD 不能正向开通。由于 C 和 C_T 在 L 两端形成很高的压差经过延迟时间 τ_L ($0.5 \sim 2.5 \mu s$) 后，磁开关瞬间饱和，其阻抗立即下降，此时 C 两端的高压全部加到 RSD 两端，储存在 RSD 内的等离子体使 RSD 的晶闸管区迅速导通，这些等离子体在高压作用下高速撞击晶体原子从而以极快的速度倍增出更多的等离子体。而且由于元胞很小，等离子体的扩展距离也很小，所以 RSD 具有很高的开通速度，纳秒级开通，

di/dt 达到 $60\text{kA}/\mu\text{s}$ ，并能输出极高的脉冲电流。

RSD 导通的瞬间，由于基区内载流子扩散速度较慢，在主回路电流作用下 RSD 两端会产生一个短时正向开通压降，这个电压的大小以及其过渡到稳态的时间主要由基区厚度决定。主回路电流上升速率以及触发电流在控制层的电荷堆积也由基区厚度决定。

表 7.3-5 为俄罗斯研制的几种 RSD 的主要参数，其最大的区别在于基区的厚度。薄基区管子工作电压低，但电流上升率高，关断时间短，适宜于快脉冲重复频率工作。厚基区管子工作电压高，适宜作为电流上升率相对较低的大电流开关。

表 7.3-5 几种 RSD 的主要参数

| 型号 | 最大允许 阻断电压 (V) | 20℃下关断 时间 (μs) | 初始电 阻率 (Ω·cm) | N-基的 厚度 (μm) | P-基的 厚度 (μm) |
|---------------------|---------------------|----------------------|---------------------|--------------------|--------------------|
| PB _д -B | 2000~2500 | 50 | 70 | 400 | 75 |
| PB _д -B* | 3000~3500 | 100 | 200 | 460 | 65 |
| PB _д -G | 1200~1500 | 16 | 40 | 250 | 50 |
| PB _д -H | 800~1000 | 5 | 20 | 90 | 35 |
| PB _д -H* | 500~600 | 2.5 | 10 | 50 | 35 |

注 表中所有型号的 RSD 电压上升率大于 $1\text{kV}/\mu\text{s}$ 。

9.1.2 RSD 的触发

RSD 的面触发特性保证了其通流能力和高的电流变化率，但是 RSD 的触发比一般晶闸管要困难。

为了确保 RSD 在低损耗下均匀开通，触发电流 I_c 必须满足

$$Q_c = \int_0^{t_c} I_c(t) dt > A dI/dt \tag{7.3-54}$$

式中： I 为主回路电流； t_c 为触发电流脉冲宽度； $A = (0.5 - 1.5) \times 10^{-12} \text{ s}^2$ ，由管子的结构和电参数确定。因此，主回路参数不同，触发电路的参数就不相同。

RSD 构成的电流发生器一般由储能电容器 C_0 、负载 Z_1 、磁开关 L_0 和 RSD 开关组成，触发电路由电源和触发开关等组成，如图 7.3-39 所示。图中，MRC 为磁开关磁心复位电路，CC 部分为触发电路， T_c 为触发开关。由图可知，触发回路的开关要能够承受主回路与触发回路电压之和。工作电压较低时，用晶闸管做触发回路开关很方便。

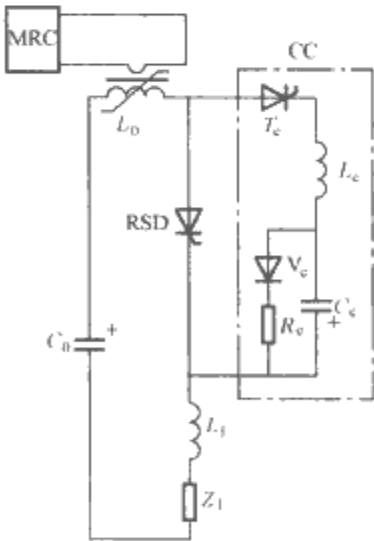


图 7.3-39 基于晶闸管作触发开关的 RSD 应用电路

当系统电压较高，需将 RSD 串联，组成高压组件，这种情况下也可以用串联晶闸管作为触发开关，也可采取其他升压触发方式。图 7.3-40 所示为由单只晶闸管和升压变压器组成的高压 RSD 触发电路。

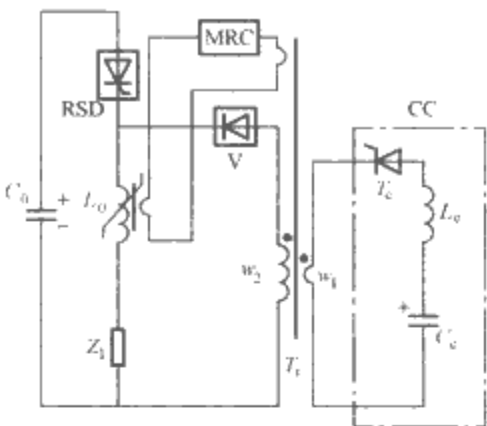


图 7.3-40 带升压变压器的高压触发电路

在电磁发射、激光电源等应用中，RSD 主回路电流高达几百千安，脉宽为毫秒、亚毫秒级，需采用大管径 RSD 串联，触发电流在千安量级，很显然图 7.3-40 的一次触发电路 CC 无法提供足够强的电流，这种情况下，可利用小管径 RSD 电路触发主回路大管径 RSD。图 7.3-41 给出由 76mmRSD 及其触发电路 CC 组成的 25kV 开关组件电路。触发电路由两级小管径 RSD 电路组成，其中 RSD1 的管径为 7mm，RSD2 的管径为 16mm。RSD、RSD1 和 RSD2 均由 14 个耐压 2.3kV 元件串连而成。在初始状态， C_1 和 C_2 由 PC 充电到 U_0 ，25kV， C 由一个独立的电源充电至 1000V，磁开关 L 、 L_1 和饱和变压器 T_r 的磁心由一个 5A 的电流源通过单匝线圈 w_{mr} 复位去磁。晶闸管 T_r 开通，在变压器二次侧产生一个短脉冲 U_{w2} ($2.5\mu\text{s}$)， $U_{w2} > U_0$ ，给 RSD1 注入约 15A 的触发电流，随着 w_2 进入饱和，RSD1 两端电压反向无延迟导通， C_1 通过 RSD1 快速放电，当电流达到最大值是， C_1 两端电压反向，被 RSD2 旁路，流过 $w_2 - R_1 - \text{RSD1}$ 的电流为 RSD2 提供一个约 $2.5\mu\text{s}$ 、300A 的触发电流，此时磁开关 L_1 未饱和，呈高阻状态，使得这个电流无法通过 C_2 。随着 L_1 的磁心快速进入饱和，其电感快速下降，RSD2 两端电压反向无延迟导通， C_2 通过 RSD2 快速放电， C_2 两端电压反向后被 RSD 旁路，流过 $R_2 - L_1 - \text{RSD2}$ 的电流为 RSD 提供一个约 2kA 的触发电流。

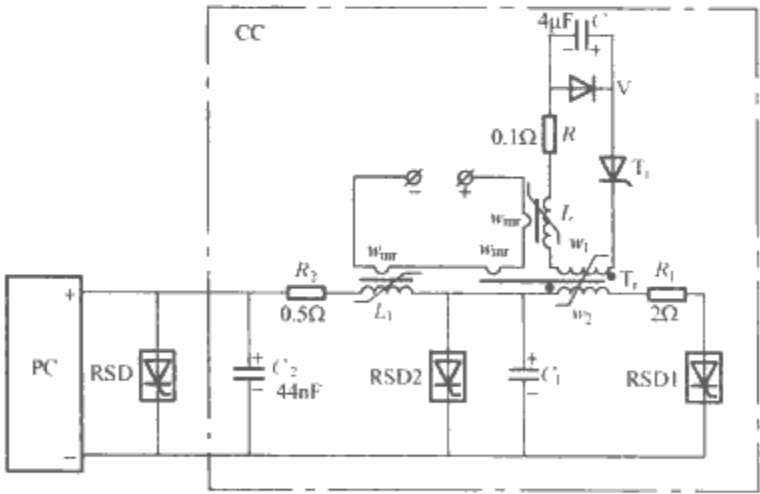


图 7.3-41 25kV RSD 开关组件触发电路
(两级辅助 RSD 触发电路)

图 7.3-42 (a) 是基于上述触发电路的 RSD 开关组件放电回路， C_0 为出能电容， R_1 为负载电阻， L_{sw} 为开关电感，SU 表示 RSD 开关组件，由 RSD 和其触发电路 CC 及磁开关 L_0 组成。 $C_0 = 2300\mu\text{F}$ ，充电 22kV 时的放电波形如图 7.3-42 (b) 所示，峰值电流达 170kA，脉冲底宽约 $700\mu\text{s}$ 。

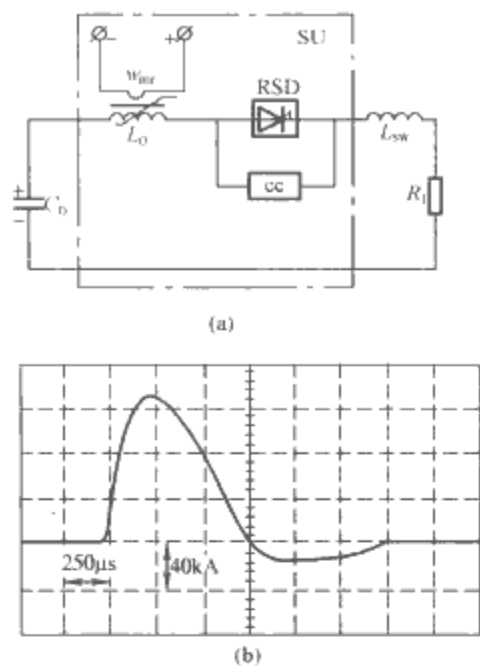


图 7.3-42 基于图 7.3-39 触发电路的 RSD 放电主回路和电流波形
(a) RSD 开关组件放电回路；(b) 放电波形

9.2 半导体断路开关

9.2.1 半导体断路开关原理

1991 年，俄罗斯电物理所的 S. K. Lyubutin 等人在进行高压整流二极管整流实验时发现，一定持续时间的正向电流和反向电流（电流密度高达几十千安每平方厘米，电流通过时间为几百纳秒）依次通过二极管时，二极管会在几十个纳秒内截断反向高密度电流。这种高密度电流在纳秒时间内截断的现象被称为反向截断效应，具有这种效应的二极管称为半导体断路开关（SOS）。

SOS 不仅能在纳秒时间内截断高密度电流，而且具有自动均压功能，因此，利用数百只耐压仅有几百伏到 1kV 的二极管串联，就可组成高压 SOS 模块，用于产生高电压脉冲。图 7.3-43 是耐压 180kV，截断电流 4kA 的 SOS 组件的结构图，每四片 SOS 二极管焊接在一起，再焊接在一个紫铜散热片上，共 80 组小组件压接在一起形成 SOS 组件。

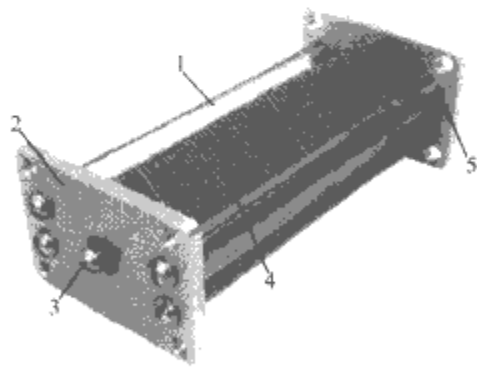


图 7.3-43 180kV、4kA SOS 组件
1—绝缘杆；2—阴极板；3—调节螺钉；
4—散热片；5—阳极板

SOS 芯片面积 0.5cm^2 ，截断电流密度 $16\text{kA}/\text{cm}^2$ 。表 7.3-6 给出了 SOS 模块的典型参数。

| 表 7.3-6 SOS 二极管模块的主要性能指标 | |
|--------------------------|---------------------------------|
| 指 标 | 参 数 |
| 工作电压 | 60~250kV |
| 串联二极管个数 | 80~320 |
| 管芯面积 | $0.25\sim4\text{cm}^2$ |
| 正向电流密度 | $0.4\sim2\text{kA}/\text{cm}^2$ |
| 截断电流密度 | $2\sim10\text{kA}/\text{cm}^2$ |
| 正向泵浦时间 | 300~600ns |
| 反向泵浦时间 | 40~150ns |
| 截断时间 | 1~10ns |
| 在变压器油中消耗功率（连续运行方式） | 50~500W |
| 长度/质量 | 80~220mm/0.1~0.6kg |

高密度电流在二极管中的截断有两种模式，一种是 P—N 结恢复模式，在这种模式中，反向电流快速抽取正向注入基区的电荷，P—N 结的阻断能力恢复，电流被截断，截断电流的密度为 $200\text{A}/\text{cm}^2$ ，截断时间 $1\sim2\text{ns}$ ；另一种是 SOS 模式，这种模式可以用载流子的漂移和扩散运动来描述。SOS 模式的截断电流密度比 P—N 结恢复模式的高两个量级，截断时间通常是 $5\sim10\text{ns}$ 。在 SOS 模式中，所有过剩等离子体从二极管结构中去除不是反向电流快速截断的必要条件，不考虑复合，电流开始截断时，抽取的电荷量为注入量的 $40\%\sim50\%$ ，电流开始截断，电子—空穴等离子体覆盖 P—N 结和基区，基区的等离子体浓度比基区掺杂浓度大约高两个数量级，因此，P—N 结的存在不影响电流截断过程。半导体中的 SOS 效应不同于其他类型电流断路开关，其电流截断过程发生在窄的、高浓度的区域，这个区域被过剩等离子体填充。

9.2.2 基于 SOS 的全固态脉冲发生器的构成和原理

SOS 是一种新型的全固态开关器件，具有纳秒级截断时间、截断电流密度大、长寿命、恢复时间短等优点，其最基本特征是，需要与截断电流方向相反的电流来驱动以建立有效的导通—截断。一般而言，基于 SOS 的脉冲功率装置由晶闸管充电单元（TCU），磁脉冲压缩器（MPC），SOS 及负载四部分组成。TCU 单元的功能是把三相 380V 的交流电转换为 540V 的直流电，并按要求以幅度 1kV 左右、脉冲时间 $10\text{ns}\sim100\mu\text{s}$ 的脉冲形式传递到磁脉冲压缩器的输入端。MPC 单元的功能是把 TCU 单元的低压长脉冲进行升压和压缩，产生幅度几百千伏到几兆伏、脉冲宽度 $300\sim600\text{ns}$ 的脉冲，正向驱动 SOS 以建立反向导通—截止机理，并进一步把 $300\sim600\text{ns}$ 的脉冲压缩到 $50\sim100\text{ns}$ ，反方向驱动 SOS。当通过 SOS 的反向电流达到或接近最大值时，SOS 快速截断，在负载上形成高压短脉冲。由于在初级单元采用了晶闸管，脉冲压缩单元采用了磁开关和脉冲变压器，所以，采用这一思路建造的脉冲功率源是一种全固态脉冲功率源。表 7.3-7 给出了几台基于 SOS 的全固态脉冲发生器的性能指标。

表 7.3-7 SOS 型脉冲发生器性能指标

| 发生器型号 | SM-1N | SM-2N | SM-2NS | SM-3N | SPG200 | SM-4N | S-5N | SPG700 |
|-----------------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|----------|----------|
| 输出电压（kV） | 200~250 | 100~140 | 100~250 | 200~350 | 100~350 | 100~160 | 600~1000 | 600~1200 |
| 输出电流（kA） | 1~1.4 | 0.2~0.4 | 0.2~0.8 | 0.5~1.5 | 0.5~1.5 | 0.2~0.5 | 1~2.5 | 2~6 |
| 脉冲宽度（ns） | 20~30 | 30~40 | 3~7 | 30~60 | 30~40 | 20~25 | 40~60 | 40~50 |
| 重复频率（Hz） | | | | | | | | |
| 连续工作模式时重复频率（Hz） | 100 | 1000 | 400 | 300 | 500 | 50 | 300 | 200 |
| 猝发工作模式时重复频率（Hz） | 1000 | 5000 | 3000 | 2000 | 2000 | 300 | 500 | 500 |

续表

| 发生器型号 | SM-1N | SM-2N | SM-2NS | SM-3N | SPG200 | SM-4N | S-5N | SPG700 |
|-------------|-------|-------|--------|-------|--------|-------|------|--------|
| 猝发工件模式的运行时间 | 30s | 30s | 30s | 1min | 30s | 1min | 3min | 30s |

(1) 电路组成及功能。图 7.3-44 所示为 SPG200 发生器，由初级充电单元、磁压缩器及半导体断路开关等几部分组成。初级充电单元把三相市电（380V）转换为约 530V 的直流电，并产生幅度约 1000V，脉宽约 16μs 的脉冲馈入到磁脉冲压缩器。磁脉冲压缩器由两个脉冲变压器、一个磁开关及三组电容器构成，其作用是为 SOS 提供正反向泵浦电

流。脉冲变压器及磁开关磁心由硅钢或金属玻璃薄带卷绕而成。二只相串的正向泵浦 SOS-180-4 半导体断路开关作为发生器的最后一级电压放大器，产生纳秒级高电压脉冲输出。经测试，SPG200 脉冲发生器在 2000Hz 重复频率、负载电阻 200Ω 条件下，输出电压 200kV，电流 1kA，脉冲宽度约 38ns，平均输出功率 13kW。

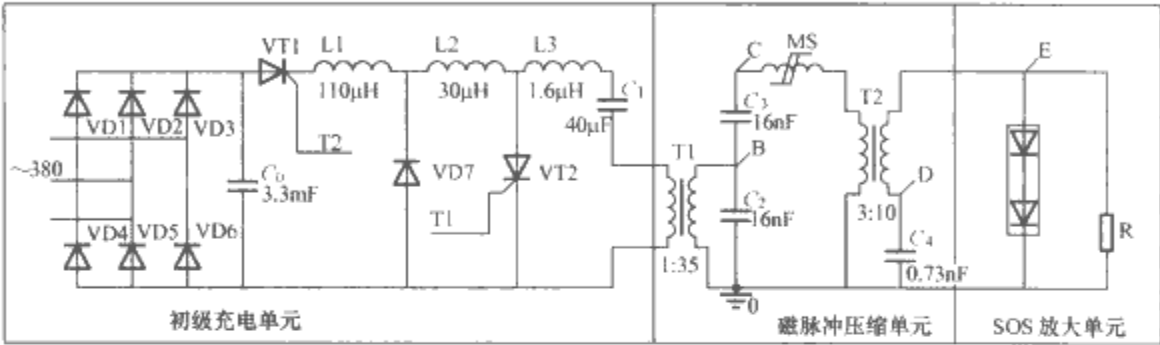


图 7.3-44 SPG200 脉冲发生器电路原理图

(2) 工作过程。触发晶闸管 VT1 导通，由 L₁、L₂、L₃ 及电容 C₀、C₁ 组成的谐振回路对储能电容器 C₁ 充电至约 1000V。触发晶闸管 VT2 导通，储存在电容器 C₁ 中的大部分能量经变压器 T1 传输到 MCU 的中间储能电容器 C₂ 和 C₃。当这一过程结束时，T1 的磁心饱和，电容器 C₁ 和电感 L₃ 组成的谐振回路使电容器 C₁ 通过晶闸管 S2 继续放电，直到这一回路电流反向。反向电流通过能量恢复二极管 VD7 向 C₁ 反充电，并使晶闸管 VT2 截止，把剩余能量存储在电容器 C₁ 中。经过约 140μs 延迟，触发晶闸管 VT1 导通，这样，储能电容器 C₁ 再次充电至约 1000V，为产生下个脉冲作好准备。

在 T1 二次绕组回路一侧，C₂ 通过 T1 的二次绕组谐振放电使 C₂ 的电压反向。C₂ 的反向放电过程结束时，C₂ 和 C₃ 的电压叠加，C 点的电压升到约为 C₂ 充电电压的两倍。这时，MS 也正好饱和，储存在 C₂ 和 C₃ 中的能量通过磁开关 MS 和 T2 传输到电容器 C₄ 中。

C₄ 的充电电流正向泵浦 SOS。当 C₄ 充电到接近最大值时，脉冲变压器 T2 的磁心饱和，C₄ 通过 T2 的二次绕组反向放电，反向泵浦 SOS，当泵浦电流接近最大值时，存储在电容器 C₄ 中的能量传输到 PT3 二次所构成的储能电感中，SOS 开始截断。SOS 截断时刻的电流约 2000A。随着 SOS 的截断，回路电流被切换到负载中，在负载两端产生上升沿与 SOS 截断时间相当的高压脉冲输出。

(3) SPG200 的输出特性。图 7.3-45 是 SPG200 的 SOS 泵浦电流波形和负载电压波形。从图中可以看到，通过 SOS 的反向电流在大约 8ns 时间内从 90% 降到 30%，也就是说，在这种泵浦条件下，SOS 的截断时间为 8ns。SOS—180—4 的管芯面积为 0.5cm²，所以，SOS 的正向泵浦电流密度约 750A/cm²，截断电流密度 4000A/cm²。

SPG200 是电感储能脉冲功率装置，其输出电流随负载的增大而减小，输出电压随负载增加而增加，输出开路时，输出电压达到 345kV。

9.3 延迟导通二极管

碳化硅二极管（DBD）具有很好的延迟导通特性，可用作亚纳秒导通开关，用来陡化短脉冲的前沿。图 7.3-46 给出了用 DBD 陡化脉冲前沿的实验波形。图中虚线是加在

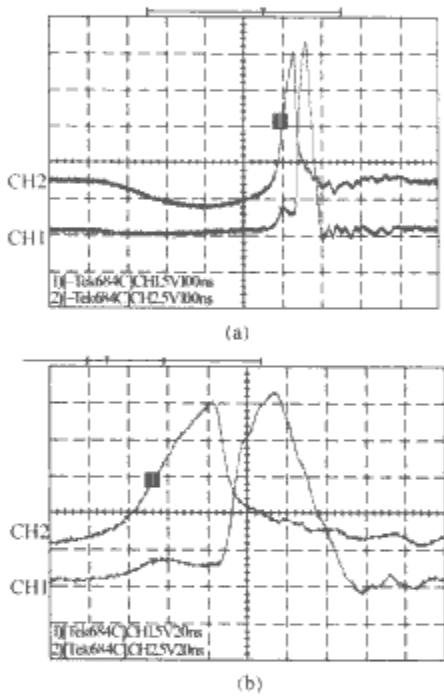


图 7.3-45 SOS 和负载电流的典型波形
(a) 电流波形；(b) (a) 图的放大图
CH1—负载电流波形；CH2—SOS 电流波形

DBD 前面的激励脉冲波形，实线是通过 DBD 陡化的波形，很显然，通过延迟导通二极管的陡化，脉冲前沿得到了明显地加快。大量的 DBD 单片经过简单串联组成 DBD 组件可用于高压脉冲前沿的陡化，其结构与 SOS 组件类似，串联中也不需要采用均压措施。

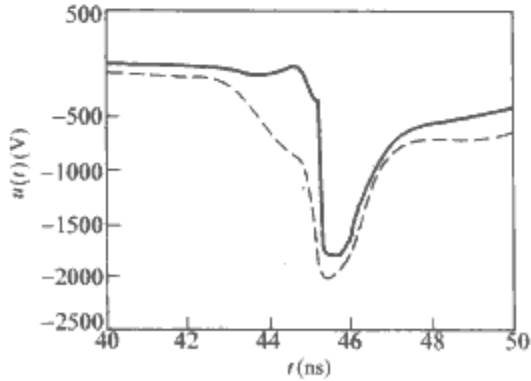


图 7.3-46 DBD 陡化脉冲前沿电压波形

在 SOS 源的基础上再加上一级 DBD 陡化，输出脉冲前沿可压缩到亚纳秒级，进而应用于超宽带辐射中。利用 SOS

开关和 DBD 开关产生亚纳秒前沿脉冲的实验装置示意图如图 7.3-47 所示, 为了减少杂散电感的影响, DBD 置于同轴结构中。应用中, 通过优化 DBD 组件的串联个数和芯片面积可在负载上获得最大的脉冲功率。图中, SOS 截断电流时刻, 形成线被储存在电感中的能量充电, 形成线充电时间 $3\sim 4\text{ns}$, 充电电压 $240\sim 350\text{kV}$ 。实验中, 形成线长 70mm , 充电到 350kV , 充电时间 3ns 。充电过程中, 通过 DBD 的电流在负载上产生了一个幅度约为主脉冲幅度 10% 的预脉冲。充电结束时刻, DBD 快速导通, 通过 DBD 的电流峰值达到了 6.5kA 。实验条件下, 电流的上升前沿约为 680ps , DBD 开通过程中, 最大电流上升率为 7kA/ns 。

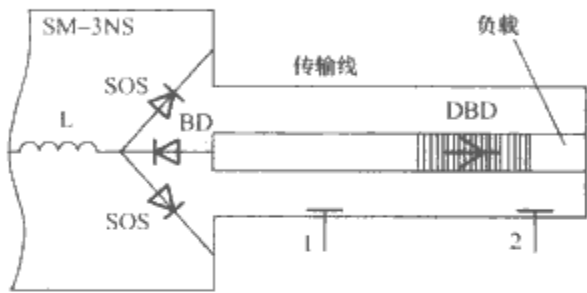


图 7.3-47 DBD 开关抖化 SOS 源脉冲前沿的工作原理图

9.4 光导开关

9.4.1 开关结构与工作原理

半导体光导开关 (Photoconductive Semiconductor Switches, PCSS) 是利用超快脉冲激光器与光导体 (如 GaAs、InP 等) 相结合形成的一类新型器件。光导开关的基本工作原理是应用半导体的光导效应, 利用超短激光脉冲对加有偏置电压的半绝缘 GaAs 的电导率进行调制, 在开关的输出端产生纳秒至皮秒级的超快脉冲。

如图 7.3-48 所示为光导开关的结构, 由三部分构成: ①光导开关芯片材料, 可以是片状或块状或直接在衬底上镀膜; ②电极和传输线, 与欧姆接触电极相连接的传输线一般设计成微带线; ③绝缘封装, 绝缘介质可采用气体、液体和固体等三种绝缘方式。

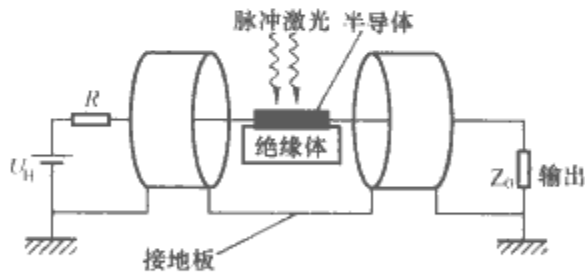


图 7.3-48 光导开关结构

根据光导开关的偏置电场和触发光脉冲入射方向, 可将开关分为横向和纵向两种基本结构, 如图 7.3-49 所示。当触发光脉冲入射方向与开关偏置电场方向相互垂直时, 为横向结构的光导开关。当触发光脉冲入射方向与开关偏置电场方向相互平行时, 为纵向结构的光导开关。

横向结构光导开关制作比较简单, 但在工作中, 容易出现表面闪络或沿面放电等现象。纵向光导开关可通过增加爬电距离来提高开关的耐压强度。纵向结构的光导开关至少有一个电极为透明电极, 这一电极通常是用金属栅、非常薄的金属层或外延生长掺杂的半导体薄层来制作。

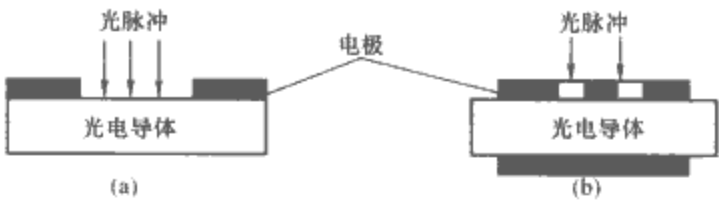


图 7.3-49 光导开关的结构示意图
(a) 横向结构; (b) 纵向结构

9.4.2 光导开关的材料特性

光导开关对芯片材料的要求是禁带宽度大、电子迁移率高、电阻率高、载流子寿命短和抗干扰能力强。在早期, 由于硅材料的工艺较成熟, 一般都采用硅材料 (Si)。但后来的研究发现, 砷化镓 (GaAs) 材料较硅材料具有复合系数大、禁带宽度大、载流子寿命短、电阻率高等优点。

GaAs 是 III-V 族化合物半导体, 直接带隙, 其能带结构如图 7.3-50 所示。GaAs 导带极小值位于布里渊区中心 $k=0$ 的 Γ 处, 等能面是球面, 导带底电子有效质量为 $0.067m_0$ 。在 $[111]$ 和 $[100]$ 方向布里渊区边界 L 和 X 还各有一个极小值, 电子有效质量分别为 $0.55m_0$ 和 $0.85m_0$ 。室温下, Γ 、 L 、 X 三个极小值与价带顶的能量差分别为 1.42eV 、 1.71eV 和 1.90eV 。 L 极小值的能量比布里渊区中心极小值约高 0.29eV 。GaAs 价带具有一个重空穴带 V_1 , 一个轻空穴带 V_2 和由于自旋-轨道耦合分裂出来的第三个能带 V_3 , 重空穴带极大值稍许偏离布里渊区中心。重空穴有效质量为 $0.45m_0$, 轻空穴有效质量为 $0.082m_0$, 第三能带的裂距为 0.34eV 。

GaAs 光导开关与 Si 光导开关相比, 显著特点是击穿场强高、光电响应速度快、存在非线性光导等。GaAs 光导开关可以在弱光触发条件下实现超快高功率电脉冲输出。在相同的偏置电压和触发光能量的条件下, 对开关尺寸相同的两种材料开关, GaAs 光导开关的功率容量大于 Si 光导开关。在制作 PCSS 的材料选择方面, GaAs 材料应处于优选地位。

9.4.3 光导开关的应用

光导开关的突出优点是光电转换快、抖动小、不受电磁干扰、高重复率工作, 特别在大功率脉冲发生系统和太赫兹 (THz) 发射领域备受人们关注。这种开关在脉冲功率系统中可以作为闭路或断路开关, 使该类系统具有亚纳秒的导通时间、兆赫 (脉冲) 重复频率、全固态和小型化等优点; 以阵列堆叠组成的系统能提供数百千伏和数百千安以上的电压

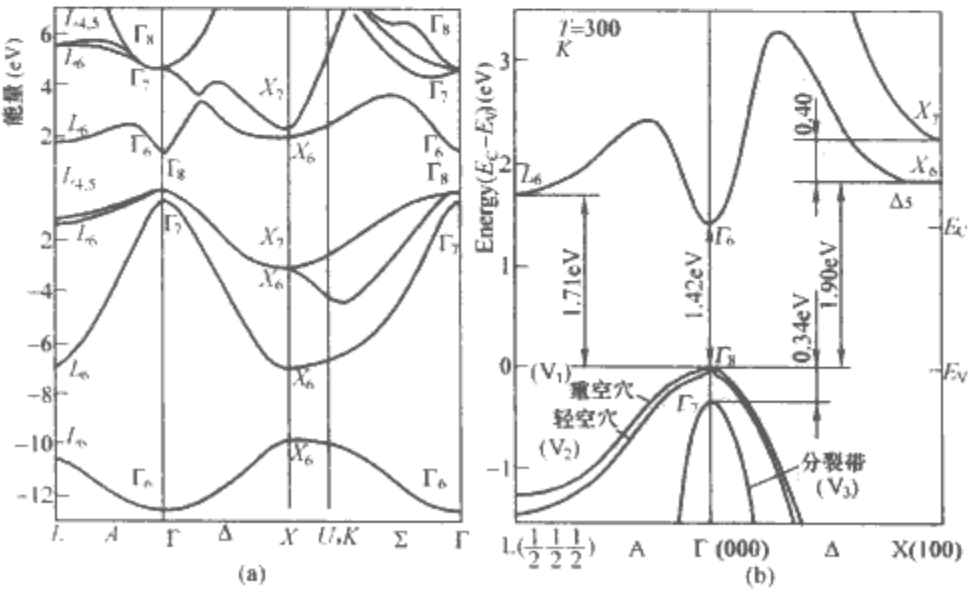


图 7.3-50 GaAs 能带结构
(a) GaAs 能带结构; (b) GaAs 局部能带结构

和电流。

(1) 超宽带 (UWB) 脉冲源。利用光导开关的快响应特性可以制作亚纳秒至皮秒级的脉冲源或高功率微波源。1995 年美国光谱物理公司研制了由 800 多个体雪崩 GaAs 光导开关组成的面阵列 GEMII。辐射脉冲上升时间 175ps, 经天线增益辐射功率为 100GW, 是目前 UWB 源中重复工作频率最高的辐射源。这种开关的体积小, 闭合时间小于 100ps, 抖动小于 10ps, 重复工作频率大于 10kHz, 寿命大于 3×10^9 个脉冲, 特别适合用作大电流容量的并联阵列。

(2) 太赫电磁波发射源。太赫辐射通常指的是波长在 $1\text{mm} \sim 100\mu\text{m}$ ($300\text{GHz} \sim 3\text{THz}$) 区间的远红外电磁辐射, 其波段位于微波和红外光之间。近十几年来超快激光技术的迅速发展, 为太赫脉冲的产生提供了稳定、可靠的激发光源, 使太赫辐射的机理研究、检测技术和应用技术得到蓬勃发展。

利用超短激光脉冲产生太赫辐射有两种方法: 光导和光整流。光学整流方法利用电光晶体作为非线性介质, 使超短激光脉冲进行二阶非线性光学过程 (差频产生) 或高阶非线性过程来产生太赫电磁脉冲。用光导开关产生太赫电磁脉冲的物理机制是激光脉冲在光导体中产生电子-空穴对, 这些自由载流子在表面静电场的作用下加速, 形成瞬态光电流, 而随时间变化的电流会辐射电磁波。由于光导开关产生太赫辐射有更高的增益, 因此, 采用光导开关方法来产生太赫辐射得到广泛应用。

(3) 其他方面的应用。光导开关在电感储能装置中也有重要的应用, 这类系统中的关键元件就是断路开关 PCSS, 断开的时由半导体材料的载流子复合时间决定, 掺杂的 GaAs 光导开关的断开时间可小于 1ns, 比传统的开关快得多。因此高增益的 PCSS 今后很可能代替传统的开关, 用以制造小型轻便、窄脉宽、重复运行的脉冲功率装置。

第 4 章 脉冲功率负载技术

脉冲功率负载的主要功能是实现脉冲电磁能量的转换,以产生粒子束、高温浓密度等离子体和电磁脉冲等,主要有粒子束(电子束、离子束)二极管、Z 箍缩等离子体负载以及基于电子束与物质(含电磁场)相互作用的器件。它是获得强脉冲带电粒子束、 γ 射线、X 光、中子以及高功率微波、强激光等最关键的部件。

二极管一般由阴极、阳极、真空区以及用于隔离油介质或水介质的真空绝缘部件组成,真空绝缘部件分为轴向绝缘型和径向绝缘型两种结构。而 Z 箍缩等离子体负载一般安装在二极管中的阴阳极之间。

本章首先介绍高功率粒子束产生的物理基础,然后分别介绍大面积电子束二极管、聚焦型电子束二极管、磁绝缘同轴二极管、离子束二极管和 Z 箍缩等离子体负载等几类典型的负载技术。

1 高功率粒子束产生的物理基础

1.1 阴极等离子体的形成与发展

在没有外源(如激光或微粒子加速撞击电极等)辐照的情况下,二极管中阴极等离子体的形成与发展过程大致分为以下四个阶段。

(1) 在外电场作用下,由于阴极表面微观凸起的场增强效应,将使此处的场强超过 10^7 V/m,此时发生显著的场致发射,场致发射电流对处在很高电场作用下的阴极表面微凸起进行焦耳加热,导致微爆炸,进而发生阴极表面真空击穿。

从脉冲电场加到阴极表面发生真空击穿的时间称为击穿延迟时间,用 t_b 表示,它决定于阴极材料的物理特性、表面粗糙度和微观电场的强度,即

$$t_b \approx \frac{\rho c}{\eta} T_c E^{-3} \quad (7.4-1)$$

式中: ρ 、 c 、 η 分别是材料的密度、比热容和电阻率; T_c 是对应 10^{-2} Pa 压强下的材料蒸气压温度; E 是发射点的微观电场强度。

(2) 阴极表面形成局部等离子体猝发,并在几个纳秒内形成阴极光斑(但局部等离子体附近的电荷对电子发射存在屏蔽效应,可能引起等离子体附近发射电流降低),此后从阴极发射的平均电流密度(总电流除以宏观的阴极面积)接近于 10 A/cm²。

(3) 由于等离子体快速的流体动力学膨胀(速度约为 10^4 m/s),使形成的局部等离子体合并。这时电子发射的面积迅速增长,最后形成一个覆盖整个阴极表面的等离子体层。

(4) 阴极表面等离子体层形成后,由于 Debye 场的作用,从阴极表面继续发射电子进入等离子体层,这时向阳极膨胀的阴极等离子体就成为电子发射源。电子流在阴阳极间隙内受到与其相关的空间电荷限制规律的支配。

1.2 常用阴极材料性能特点

接触发阴极等离子体形成的方式不同,爆炸发射阴极可以分为场致爆炸发射阴极、光致爆炸发射阴极和粒子束致爆炸发射阴极等类型,而在高功率粒子束二极管中一般采用场致爆炸发射阴极。

阴极材料对二极管性能有重要影响,对它的要求是形成阴极等离子体速度快、发射电子束均匀、寿命长(特别对于重复频率运行的二极管对寿命的要求更高)。爆炸电子发射过程与大量因素相关,如阴极的材料、制备和表面处理技术,表面杂质(如玷污的微粒子、非金属的附加物和膜等)及吸附气体,阴极老炼情况与使用历史,电极形状与二极管间隙,真空条件,外部电路以及所加电压脉冲的上升时间、幅值以及预脉冲等。

阴极表面真空击穿时间与阴极材料和外加电场的关系如图 7.4-1 所示。目前,主要有金属、石墨、天鹅绒和碳纤维等几种阴极材料,而最常用的阴极材料主要是石墨,图 7.4-1 表明,石墨材料的真空击穿延迟时间最短,能够产生均匀的阴极等离子体,其寿命约为 10^4 炮。而且它的密度愈小,延迟时间也愈小,如图 7.4-2 所示。而黄铜、不锈钢、铅、铝和钼等材料很难形成均匀的大面积阴极等离子体。

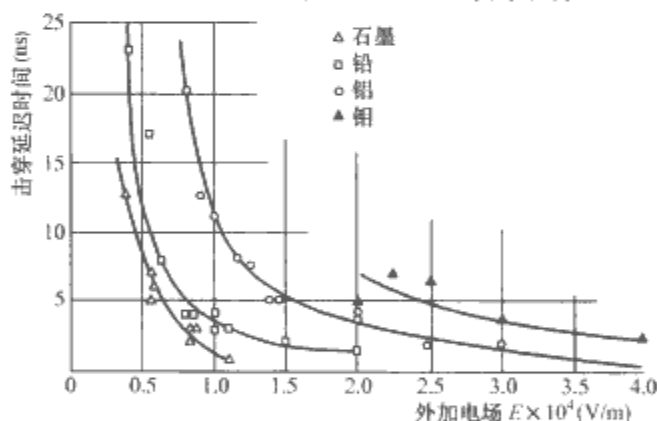


图 7.4-1 材料表面真空击穿时间与材料和外加电场的关系

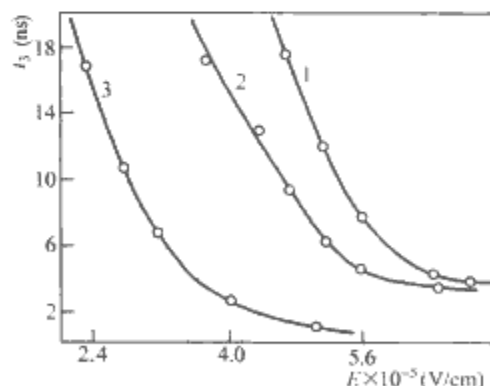


图 7.4-2 不同密度的石墨材料击穿场强与击穿延迟时间的关系

1—小颗粒石墨,密度为 2.2 g/cm³;
2、3—碳、石墨,密度分别为 0.8 g/cm³ 和 0.2 g/cm³

在电流密度较小时,天鹅绒或碳纤维等具有垂直细丝的材料能够有效增强阴极的微观场增强,而且有机材料中含有

大量的氢分子,其击穿延迟时间和发生爆炸的临界点更低,爆炸发射延迟时间更短。但是天鹅绒阴极能够提供的电子束流密度低,一般不超过 $50\text{A}/\text{cm}^2$,使用寿命短,释气率高。而碳纤维爆炸发射阴极特别是浸渍碘化铯的碳纤维阴极不但爆炸发射延迟时间短,而且阴极等离子体漂移速度较慢,但其使用寿命短,加工制造工艺复杂。

铁电阴极作为一种有潜力的强流电子束发射体近十几年来在国内外得到了广泛的研究,利用锆钛酸铅(PZT)和掺镧锆钛酸铅(PLZT)做阴极,得到了 $100\text{A}/\text{cm}^2$ 的电流密度,并指出铁电阴极发射电流密度的理论值可达 $10^5\text{A}/\text{cm}^2$ 。

1.3 高功率二极管中的电子流

高功率二极管有各种不同的结构,常见的有平面结构、同轴圆筒结构和同顶同轴圆锥结构等,在描述二极管束流强度的关系式中,其主要区别在于不同几何结构的影响。

平面结构的电子束二极管中,非相对论条件下电子束流密度遵从 Child-Langmuir 定律

$$j = \frac{4\epsilon_0}{9} \sqrt{\frac{2e}{m_e}} \frac{U_d^{3/2}}{d^2} \quad (7.4-2)$$

式中: U_d 为二极管间隙电压; d 为阴阳极间距; e 为电子电荷; m_e 为电子静止质量; ϵ_0 为真空介电常数。在阴阳极间隙的空间电荷流限制下,阴极发射电子束流密度与加在阴阳极间隙电压的 $3/2$ 次方成正比,与间隙距离的平方成反比。

当阴阳极间隙的电子速度接近光速时,需要考虑电子的相对论效应,束流为

$$I_b = \frac{I_a}{2} \left[k \left(1 + \frac{1}{6k^4} \right) - 1.2 \right]^2 \left(\frac{R_c}{d} \right)^2 \quad (7.4-3)$$

$$I_a = 2\pi\epsilon_0 m_e c^3 / e = 8523\text{A} \approx 8500\text{A} \quad (7.4-4)$$

$$k = \sqrt{\gamma_0 + \sqrt{\gamma_0^2 - 1}} \quad (7.4-5)$$

$$\begin{aligned} \gamma_0 &= \frac{1}{\sqrt{1 - (v/c)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 - \beta^2}} \\ &= 1 + \frac{eU_d}{m_e c^2} \end{aligned} \quad (7.4-6)$$

式中: R_c 为二极管阴极半径,此式适用于二极管电压大于 100kV 的情况; γ_0 为相对论性能量因子; β 为相对论速度, v/c ; v 为粒子运动速度。

Child-Langmuir 定律是假设电子在加速间隙沿垂直于等位面的轨迹运动条件下导出的。然而,当阴阳极间隙的电子束流足够大时,阴极外沿发射的电子在束流自身的磁场作用下,将有径向速度,二极管中的电子束流将发生轴向箍缩,当外沿电子在阴阳极径向中的拉摩回旋半径小于或等于阴阳极间隙距离 d 时的束流强度称为箍缩临界电流,其计算式为

$$I_{\text{bcr}} = \frac{m_e c^3}{2e} \beta \gamma_0 \frac{R_c}{d} = 8500 \frac{R_c}{d} \sqrt{\gamma_0^2 - 1} \quad (7.4-7)$$

当二极管的电子束流超过箍缩临界电流后,二极管中电子流的主要特征是电子沿着等位线自洽地向阳极运动,即电子沿着阳极中心处具有公共点锥形电位面运动,此时作用于电子的电场力和磁场力平衡,这决定了电子运动的顺位流性,在这种情况下,二极管中的总电流可由下式确定

$$I_{\text{bp}} = 8500 \frac{R_c}{d} \gamma_0 \ln [\gamma_0 + (\gamma_0^2 - 1)^{1/2}] \quad (7.4-8)$$

式(7.4-8)称为饱和顺位流模型顺位流模型给出的总电流可以定标二极管的阻抗。

在不对等位面形状和近轴电流假设的条件下,在单一液体流体力学基础上建立的二极管束流分层理论的总电流为

$$I_{\text{bf}} = 8500 \frac{R_c}{d} \gamma_0^{1/2} \ln [\gamma_0 + (\gamma_0^2 - 1)^{1/2}] \quad (7.4-9)$$

这一理论中阳极处的电子束直径比阴极处的直径减小 γ_0 倍,在二极管中消除了电子轨迹的交叉,这就使得利用单一流体动力学方程描述电子流更有根据。当 $\gamma_0 \gg 1$ 时,分层模型更接近顺位流模型。

1.4 高功率二极管的离子流

实际上二极管中既有电子流,也有离子流,即所谓双向流。在双向流情况下,二极管中由于离子空间电荷的存在,阴阳极间隙内空间电荷部分中和,使电子流和离子流的密度都有所增大。

电子为相对论情况时,电子流密度 j_e 和离子流密度 j_i 分别为

$$j_e = \left(\frac{9}{16} \right) j_{\text{ecl}} \left(\int_0^1 \left\{ \frac{t^{1/2} (1 + \alpha t)^{1/2} + (1 + \alpha)^{1/2}}{[(1 - t)^{1/2} - 1]} \right\}^{-1/2} dt \right)^2 \quad (7.4-10)$$

$$j_i = j_e (Z_i m_e / m_i)^{1/2} (1 + \alpha)^{1/2} \quad (7.4-11)$$

式中: j_{ecl} 为 Child-Langmuir 电子束流密度; $\alpha = eU_d / 2m_e c^2$; Z_i 和 m_i 分别为离子电荷态和质量;式中的广义积分与 α 的值亦即二极管电压有关。对于 $\alpha = 0.5 \sim 5$ ($U_d \approx 0.5 \sim 5\text{MV}$),即相对论情况下,二极管的电子束流强度可表示为

$$I_e = (1.93 \sim 2.14) \frac{I_a}{2} \left[k \left(1 + \frac{1}{6k^4} \right) - 1.2 \right]^2 \left(\frac{R_c}{d} \right)^2 \quad (7.4-12)$$

对于 $\alpha = 0.1 \sim 0.5$ ($U_d \approx 0.1 \sim 0.5\text{MV}$),即非相对论情况下,二极管的电子束流强度可表示为

$$I_e = (1.88 \sim 1.93) \frac{I_a}{2} \left[k \left(1 + \frac{1}{6k^4} \right) - 1.2 \right]^2 \left(\frac{R_c}{d} \right)^2 \quad (7.4-13)$$

上述两式的区别仅在于系数的不同。相对论情况下,系数取 $1.93 \sim 2.14$ (约为单纯电子流的 2 倍),非相对论情况下,系数取 $1.88 \sim 1.93$ (约为单纯电子流的 1.9 倍)。这就是说,对于双向流,由于离子的存在,电子束流增大为单纯电子流时的 $1.88 \sim 2.14$ 倍左右。

二极管双向流情况下,离子电流增大为单纯离子流(不考虑相对论效应)时的 $(1.76 \sim 1.31)(1 + \alpha)^{1/2}$ 倍,离子束流强度可表示为

$$I_i = I_e \sqrt{(1 + \alpha) \frac{Z_i m_e}{m_i}} = I_e \sqrt{(1 + \alpha) \frac{Z_i}{1836 A_i}} \quad (7.4-14)$$

式中: A_i 为离子的质量数。

1.5 二极管阴阳极等离子体运动对束流特性的影响

二极管中阴阳极等离子体产生和运动及对其工作状态的影响一直是强束流物理研究的重点和难点问题。

二极管工作过程中的重要问题之一是爆炸发射阴极等离子体的漂移与膨胀,它是影响二极管工作状态的重要因素,而影响最大的是阴阳极等离子体,它们以一定速度 ($1 \sim 5\text{cm}/\mu\text{s}$) 相向运动,导致有效阴阳极间隙不断减小,从而使二极管的导流系数急剧增加。尤其在阴阳极间隙较小的二极管中,还将导致阴阳极等离子体闭合而引起二极管短路,使二极管崩溃而无法正常工作。阴阳极等离子体的运动甚至还会引起二极管阴阳极间隙内电场和磁场的改变,这对离子束流的引出和聚焦也有严重影响。

阴阳极等离子体的成分有阴阳极材料和表面杂质以及表面吸附气体, 包括有单、双和三离化成分以及中性气体分子, 其电子温度约为 $3\sim 6\text{eV}$ 。阴极等离子体的成分在很大程度上决定了阴极等离子体的漂移和膨胀。阴极等离子体不仅有径向的膨胀速度 $v_{p\perp}$, 还有轴向漂移速度 $v_{p\parallel}$ 和方位角的旋转速度 $v_{p\theta}$, 测试结果认为一般材料的 $v_{p\perp} \approx (1\sim 3) \times 10^5 \text{cm/s}$, $v_{p\parallel} \approx (1\sim 5) \times 10^6 \text{cm/s}$, 而 $v_{p\theta}$ 很小。可以采用电场阻尼和磁场阻尼等方法来抑制阴极等离子体的扩散速度。

由于阴阳极等离子体的运动会相应导致二极管间隙有效距离 d 减小, 根据饱和顺位流公式, d 减小, 相应的二极管纵横比提高, 从而对提高束流强度是有利的。美国 PITHON 加速器和 GAMBLE II 加速器实验所测量的束流强度比采用饱和顺位流公式所计算的束流强度略大, 特别是束流峰值过后所测束流比采用饱和顺位流公式计算的束流强度大得多, 即使当电压接近零时, 束流仍然很大。国内“闪光二号”加速器产生的束流亦有同样现象。因而合理地选择二极管的阴阳极间隙对保证二极管的正常工作和提高束流强度是至关重要的。

在二极管设计和估算束流强度时, 应考虑阴阳极等离子体的扩散运动所导致的有效阴阳极间隙不断减小对描述束流强度的公式进行相应修正, 通常近似地将阴阳极间隙 d 修正为

$$d = d_0 - vt$$

式中: d_0 为阴阳极初始间距; v 是阴、阳极等离子体的相对运动速度; t 是二极管启动后算起的时间。

2 大面积电子束二极管

大面积电子束二极管是指阴极尺度远大于阴阳极间隙的二极管, 电子束的均匀性是其主要的要求。当束流强度大于临界电流时, 需要外加轴向引导磁场抑制电子束的箍缩。大面积强流脉冲电子束一般应用于模拟 X 射线热—力学效应研究、大面积 X 光辐照光源和泵浦气体激光等。

2.1 大面积电子束的产生

为产生大面积均匀电子束, 重要的是要使阴极等离子体尽可能地均匀覆盖阴极表面, 首先要求阴极等离子体具有大的横向膨胀速度, 而具有较小的轴向漂移速度; 第二是二极管阴阳极间隙的电场强度上升速率 (dE/dt) 要大, dE/dt 愈大, 电子束愈均匀, 一般应大于 $2 \times 10^{14} \text{V}/(\text{cm} \cdot \text{s})$ 。

用于产生大面积电子束的阴极主要有平面和凹面形阴极、多尖峰阴极、金属电介质阴极和液态金属阴极等。

平面或凹面形阴极大多采用石墨材料, 适用于电子束流密度较高和二极管中 dE/dt 较高的场合。

多尖峰阴极是人为制造强发射点, 需要解决阴极的稳定性和寿命问题, 常通过对阴极材料、发射体几何结构和每个发射体载流强度的选择以及所加电压和阴极、阳极间距来保证。发射体的几何形状有针状、箔状、丝状和刀状等, 典型的多尖针阴极如图 7.4-3 所示。

金属电介质阴极比较容易激励电子爆炸发射, 而且由于等离子体沿电介质表面的运动速度比阴极射流在真空中的速度更高, 等离子体覆盖阴极表面将进行得更快。典型的金属电介质阴极是在金属阴极上开出多个同心槽, 在槽中镶嵌电介质材料 (如聚乙烯等)。在金属槽的边棱处电场强度很高, 从这些地方发射的电子会落到电介质表面, 从而导致表面放电并使等离子体覆盖阴极表面。液态金属阴极可以得到稳定的爆炸发射, 可以适用于脉冲重复频率情况。

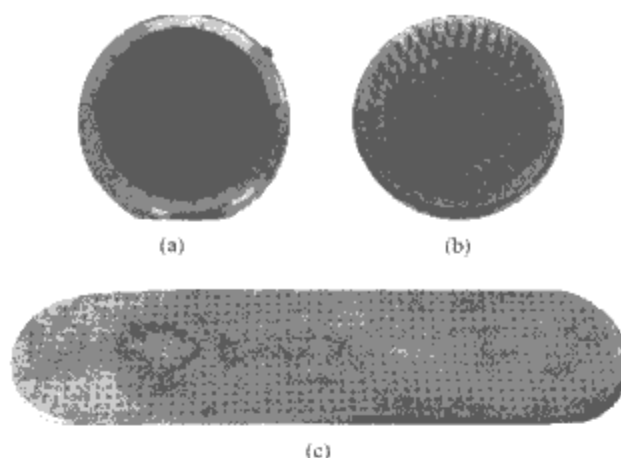


图 7.4-3 实际使用的多针阴极
(a) 石墨衬底的碳纤维发射针阴极;
(b) 石墨衬底的不锈钢阴极;
(c) 黄铜衬底的石墨发射针阴极

2.2 外加轴向磁场

在大面积强流电子束二极管中, 当束流强度超过箍缩临界电流时, 束流将出现箍缩现象, 以致无法引出大面积电子束。为了控制强流电子束在二极管中的箍缩, 可行的技术措施是在二极管中外加轴向引导磁场, 轴向磁场对具有径向速度的电子产生 $\vec{v} \times \vec{B}$ 作用力以抑制束的自箍缩。要求电子束流在二极管中不发生箍缩的外加磁感应强度由式 (7.4-15) 给出。

$$B_{z0} \geq \frac{0.01 I_b \gamma_0}{dv} \quad (7.4-15)$$

式中: I_b 是束流强度, kA; γ_0/v 是 Budker 常数。

$$v = \frac{I_b}{17\beta} \quad (7.4-16)$$

加在二极管中的轴向磁场由阳极外一个与二极管同轴的脉冲磁场线圈产生, 透过阳极渗透到二极管间隙。该磁场是磁透镜场, 电子束在二极管中是沿着磁透镜场的磁力线运动, 电子束流半径在磁透镜场中与磁感应强度的关系式为

$$r(Z) = r_0 \sqrt{\frac{B_{z0}}{B_z(Z)}} \quad (7.4-17)$$

式中: B_{z0} 和 $B_z(Z)$ 分别是阴极表面和距阴极表面 z 处的磁感应强度。

2.3 大面积电子束二极管中的阳极

根据大面积电子束的实际应用, 阳极一般有薄窗和厚靶两种。厚靶阳极用于电子束轰击高 Z 靶产生韧致辐射, 薄窗阳极用于引出电子束。阳极窗材料和结构的选取主要考虑电

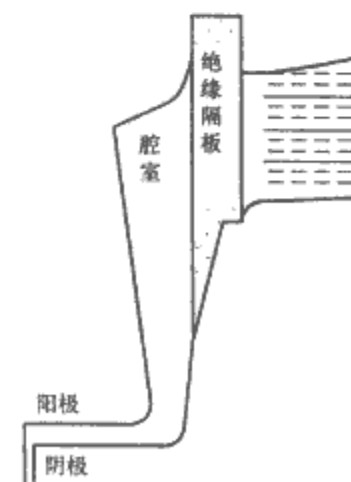


图 7.4-4 典型的径向绝缘二极管结构示意图

子束在阳极窗上的能量损失和阳极窗对电子束的散射，通常选用几微米到几十微米的钛箔或铝箔。如“闪光二号”加速器上使用的镀铝聚酯膜，其中聚酯膜 12 μm ，铝膜 1 μm 。

2.4 应用实例

大面积电子束二极管系统一般由阴极、阳极、绝缘隔板、电流电压测量装置和真空系统、外加轴向磁场线圈组成。典型的径向绝缘二极管的结构如图 7.4-4 所示。典型的矩形阴极二极管如图 7.4-5 所示，带外加磁场线圈的二极管结构示意图如 7.4-6 所示。

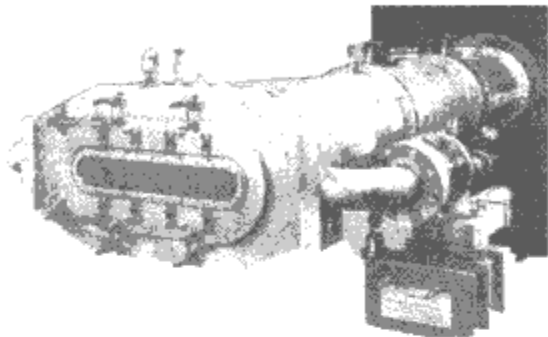


图 7.4-5 典型的矩形阴极二极管示意图

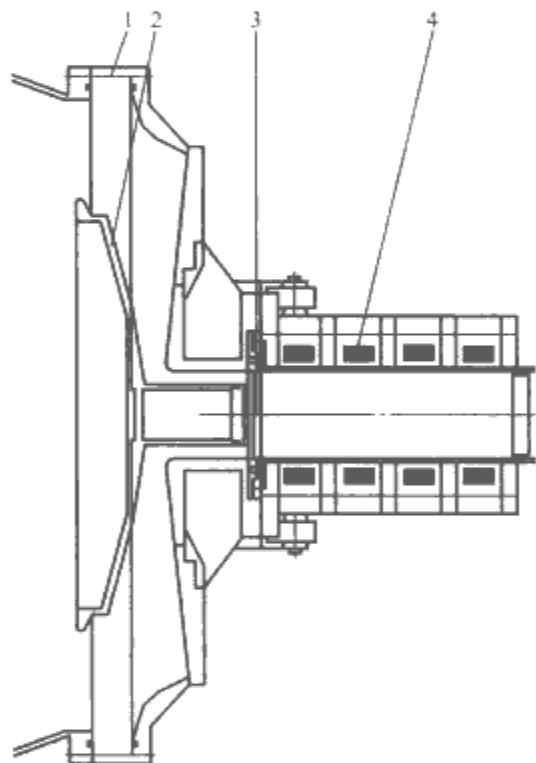


图 7.4-6 带外加磁场线圈的二极管结构示意图
1—绝缘隔板；2—阴极；3—阳极；4—磁场线圈

3 聚焦型电子束二极管

聚焦型电子束二极管是指电子束在自身磁场作用下或与等离子体相互作用发生箍缩的二极管，主要用来产生韧致辐射 X 射线。

3.1 强流箍缩电子束二极管

3.1.1 强流箍缩型二极管

当较低能量（小于 1MeV）的自箍缩电子束与高 Z 材料的阳极靶（靶厚度为电子有效射程，约为 0.2~0.3mm）进行作用，可利用电子在向阳极箍缩过程中多次来回穿过阳极箔时，产生光子能量 20~100keV 的超硬 X 射线，这一类二极管被称为硬 X 射线二极管。

强流箍缩型二极管的典型结构采用大的纵横比，属于低阻抗二极管。利用电子束流产生的自磁场使束流箍缩，可采用顺位流等模型来描述，其典型原理结构如图 7.4-7 所示，其阴极为中空环状石墨，阳极采用高 Z 材料。

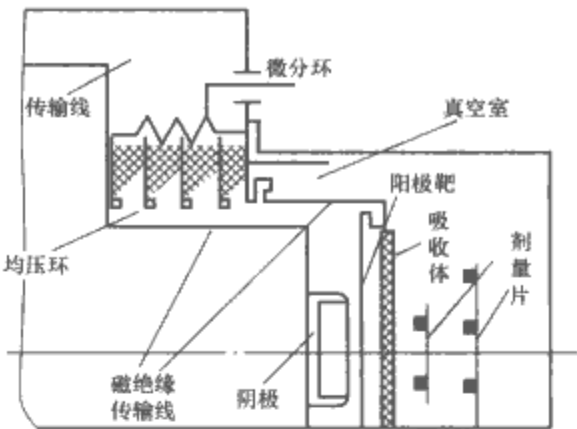


图 7.4-7 箍缩电子束二极管的典型示意图

近年来，在箍缩二极管研究的基础上，发展了强流箍缩反射二极管，其典型结构如图 7.4-8 所示。在这种二极管中，利用角向磁场作用和虚阴极效应，使部分电子多次往返穿过阳极箔，用以软化韧致辐射 X 射线的能谱，同时提高 X 射线的转换效率。

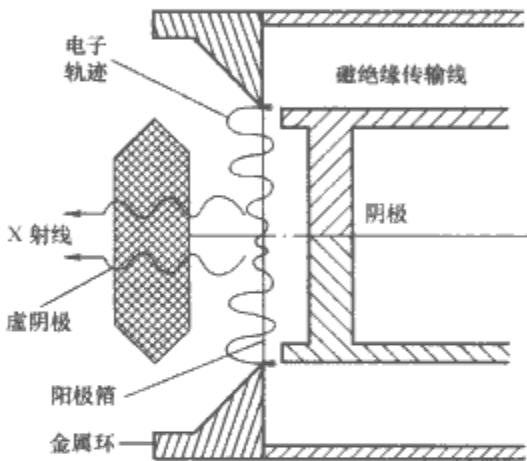


图 7.4-8 强流箍缩反射二极管的典型结构示意图

3.1.2 强流箍缩反射三极管

通过适当改进研制出的强流箍缩反射三极管典型结构如图 7.4-9 所示。它实质上是一个双面二极管，由一个阳极和两个阴极组成，阳极在中间，电子从两边阴极发射，往返穿越阳极，利用多次反射与阳极作用，并选用高 Z 箔材作阳极，用来产生强脉冲硬 X 射线。

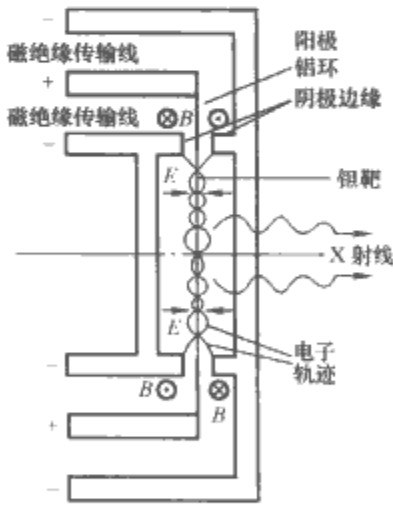


图 7.4-9 强流箍缩反射三极管典型结构

在实际工程应用中，常采用几个大尺寸环形阴极结构的二极管串接（称之为串接二极管），使其两端的电压和等效阻抗与脉冲功率驱动源的输出参数相匹配，从而提高能量传输效率，而每个二极管加速电子束的能量较低，可获得光子平均能量低于 100keV 的 X 射线。

3.2 箍缩聚焦二极管

箍缩聚焦二极管的几何结构采用小的纵横比，属于高阻抗二极管，利用束流自箍缩技术，使电子束聚焦，获得平均

光子能量大于 1MeV 的高能韧致辐射 X 射线。其典型结构如图 7.4-10 所示,如在 1480 闪光 X 射线装置中,采用 5cm 直径空心锥状阴极,阴阳极间隙 $d=7.62\text{cm}$,获得 200kA 的束流。在“闪光—I”加速器中,采用 2.1cm 直径空心锥状阴极,小环半径 $R_c=3.9\text{mm}$,半锥角 12.7° , $d=4.5\text{cm}$ 。

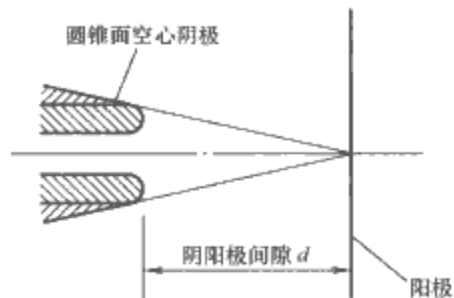


图 7.4-10 圆锥面空心阴极-平面阳极自箍缩电子束二极管典型结构示意图

3.3 毫米级小焦斑聚焦二极管

毫米级小焦斑聚焦二极管产生的韧致辐射 X 射线主要用于闪光照相领域。目前已得到实际应用的主要是阳极杆箍缩二极管,此外,还有预充等离子体阳极杆箍缩聚焦二极管、傍轴二极管、浸磁二极管等几种类型的强聚焦二极管技术尚在研究之中。

3.3.1 阳极杆箍缩聚焦二极管

阳极杆箍缩聚焦二极管是近几年发展起来的具有特殊结构的强流箍缩型聚焦电子束二极管,能够获得焦斑直径为毫米级的强聚焦脉冲高能 X 射线。它是一种同轴二极管,其结构是利用一个薄环形阴极围绕着一个直径小的阳极杆,并且这根阳极杆逐渐变细延伸,超出阴极平面一段距离。径向阴极发射的电子在束流自磁场的作用下箍缩,向锥体下游聚焦,轰击重金属构成的阳极尖端,产生韧致辐射 X 射线,这些 X 射线发射来自削尖成针状的阳极末端,能够形成点源状的 X 射线,焦斑直径约为毫米级。它的优点是结构简单、焦斑小而且稳定。图 7.4-11 (a) 所示为两种不同尺寸的阳极杆箍缩二极管结构示意图,图 7.4-11 (b) 中也对应给出了实验测得的侧向焦斑。

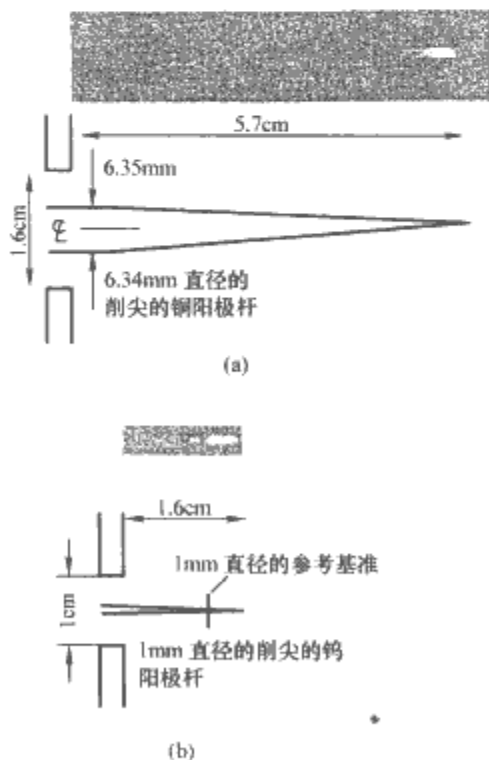


图 7.4-11 两种不同尺寸的阳极杆箍缩二极管结构示意图 (下图) 及对应的 X 射线图像 (上图)
(a) 阴极孔直径 1.6cm, 阳极突出阴极平面 5.7cm;
(b) 阴极孔直径 1cm, 阳极突出阴极平面 1.6cm

阳极杆箍缩二极管中电流发展过程如下:

(1) 开始在低电压时,电子沿径向运动,属于空间电荷限制流。

(2) 在较高电压下,弱箍缩开始,电子开始接近阳极,沿表面掠入射。

(3) 在更高的电压下,发生了强箍缩,形成自磁绝缘流,借助阳极产生的离子作用,电子流向阳极杆的尖端。

(4) 在磁限制区域电子流等位线形成,大部分电子达到阳极杆的尖端。

预充等离子体阳极杆箍缩二极管 (Plasma-Filled Rod-Pinch Diode, PFRP) 与阳极杆箍缩二极管结构相似,不同的是阳极杆下游 (伸出阴极平面的部分) 安装等离子体枪,在阴极发射电子之前,注入等离子体,如图 7.4-12 所示。电子的发射始于 PFRP 二极管阴极的尖端,沿着阳极杆方向的强磁场将电子束限制在杆尖端的附近,从而减小了尖端以外的其他部分发射 X 射线的机会,因此利用预充等离子体的阳极杆箍缩二极管可以产生较小焦点的强脉冲 X 射线,并且焦点位置比较稳定。另外,这种二极管主要工作在低阻抗状态,比较适合于低阻抗的脉冲功率源,能够在较低电压下产生高剂量的 X 射线。

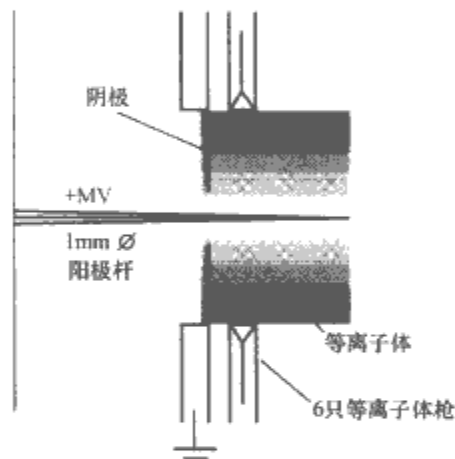


图 7.4-12 预充等离子体阳极杆箍缩二极管结构示意图

3.3.2 傍轴二极管

傍轴二极管的结构如图 7.4-13 所示。球状阴极发射的电子在电场作用下加速,穿透低原子序数的阳极箔,进入预充气体的聚焦腔 (cell)。电子束使气体电离形成等离子体,等离子体中和了电子束的电场,并且部分中和了电子束的自磁场,剩余磁场使束流箍缩,轰击至高原子序数的 X 射线转换靶,产生 X 射线。国外的研究表明,气体单元和 X 射线转换靶之间插入一个真空单元,在单元长度和气压合适的条件下,可以增强电子束的箍缩。

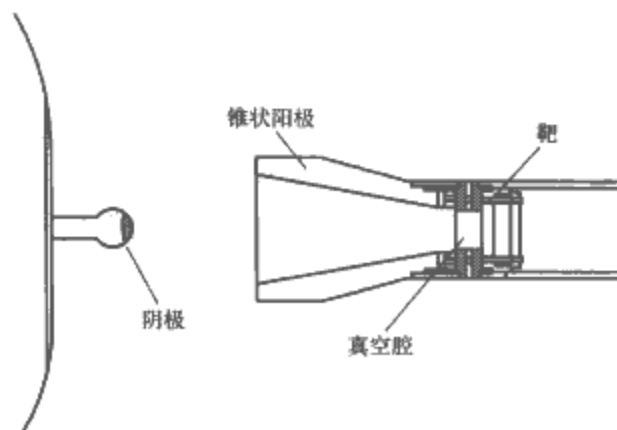


图 7.4-13 傍轴二极管结构示意图

3.3.3 浸磁二极管

浸磁二极管的结构如图 7.4-14 所示。外加轴向强磁场（几十特斯拉）迫使针状阴极发射的电子沿着磁感应线方向运动，直到电子撞到转换靶上，并产生 X 射线。研究表明，浸磁二极管的束流受其中的电子束流、离子束流与外加磁场的相互作用限制，这种相互作用使二极管中的电子束运动轨迹呈螺旋状，焦点稳定性变差，增加了随时间变化的平均焦斑尺寸（time averaged spot size）。

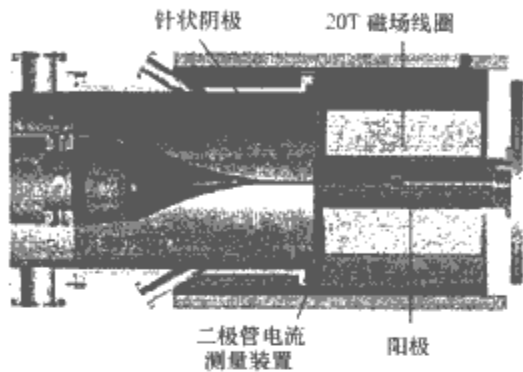


图 7.4-14 浸磁二极管结构图

4 同轴二极管

同轴二极管具有同轴放置的圆筒形阴极与阳极，有电子向内发射与向外发射两种结构。

4.1 同轴二极管的一般结构

同轴二极管的向内发射、向外发射两种结构如图 7.4-15 所示。由于向内发射同轴二极管中电子束向一个逐渐减小的空间运动，因此可以在采用大面积阴极的条件下获得高的电子束密度。鉴于这个特点，大部分均采用向内发射的同轴二极管的结构。

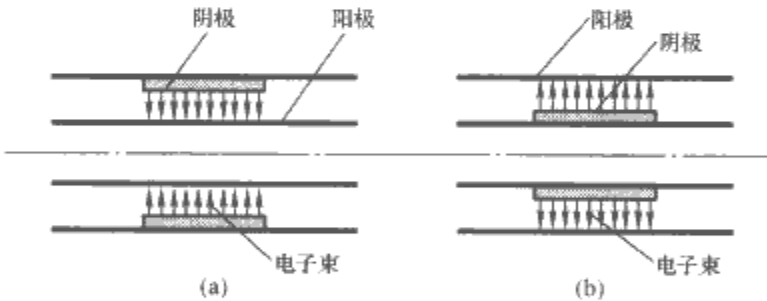


图 7.4-15 向内发射与向外发射同轴二极管结构示意图
(a) 向内发射；(b) 向外发射

对于理想的无限长同轴二极管来说电子束的运动为一维的，而在有限的发射宽度以及阴、阳极宽度的条件下，电子束将表现出二维运动特征。通常，二极管几何结构的纵横比越大、二极管束流越大，电子束流的二维特征就越明显。在阴极具有无限发射能力的假设下，随着阴阳极电压的升高，电子束流将逐渐从空间电荷限制电流过渡到自磁场箍缩状态，电压进一步升高，电子束运动将呈现出沿二极管间隙等位面流动的顺位流状态。

4.2 同轴二极管在常用参数下的阻抗特性

在强流电子束二极管中，当阴极发射电流小于空间电荷限制电流时，阴极发射电流随着注入电压波的增长而线性增长，直至达到空间电荷限制电流。然后，二极管电流随电压的增长呈现非线性增长状态。从宏观参数来理解，二极管空间电荷限制电流特性可以由阻抗特性来表征，而且阻抗特性也是在实际应用中最具有直观意义的。

在确定同轴二极管阴阳极半径后，给定任意的外加电压

值 V_0 ，可以获得其对应的轴向单位长度电流 I_n ， I_n 为轴向单位上的电流。假设阴极发射区长度为 L ，则同轴二极管阻抗可表示为

$$R_{diode} = 9NU_0 (\sqrt{R_c} - \sqrt{R_a})^2 \Psi^2(R_c) / 2\sqrt{2}L$$

(7.4-18)

$\Psi(R_c) = \{[\gamma_0(R_c) - 1]/M\}[1 + \gamma_0(R_c)]^{1/4} \Pi[3/4, 1/4, 7/4, -[\gamma_0(R_c) - 1]/2]/[\gamma_0^2(R_c) - 1]^{1/4} - (2 + M)^{1/4} \Pi(3/4, 1/4, 7/4, -M/2)/[M(2 + M)]^{1/2}$
式中： R_a 为阳极半径。

$\Pi(\alpha, \beta; \zeta; z) = \frac{\Gamma(\zeta)}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\Gamma(n+\alpha)\Gamma(n+\beta)}{\Gamma(n+\zeta)} \frac{z^n}{n!}$ ，
($|z| < 1, \zeta \neq 0, -1, -2, \dots$)， $N = m_0 c / \pi \epsilon_0 e$ ， $M = e / m_0 c^2$ ， $\Psi(R_c)$ 是与同轴二极管中电动势分布相关的函数； $\Pi(\alpha, \beta; \zeta, z)$ 为高斯超几何函数， α, β, ζ, z 分别为高斯超几何函数的四个定值参量。

其典型曲线如图 7.4-16 所示。该曲线表明，同轴二极管的阻抗与外加电压关系与平板二极管所表现出的特征类似。同时，还可以看到，在相对论电压条件下同轴二极管外加电压的变化对阻抗影响较弱。

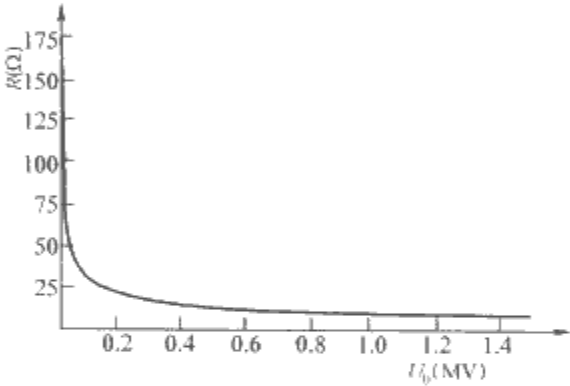


图 7.4-16 同轴二极管阻抗与外加电压关系曲线

4.3 同轴二极管中均匀电子束的产生

同轴二极管产生均匀电子束与两个因素相关：①阴极的发射状态；②二极管内电场分布。通常同轴二极管的应用均为产生强流束，一般采用冷阴极作为电子发射源。冷阴极中又以场致发射阴极与爆炸发射阴极为主。场致发射阴极具有相对较弱的电子发射能力，在合适的二极管间隙电场设计以及阴极材料处理条件下比较容易实现均匀发射。爆炸发射阴极则由等离子体层作为逸出功为零的电子发射体主导随后的电子发射过程。

实际上，在二极管产生电流较高的情况下，阴极等离子体在形成点处扩散并覆盖整个阴极表面后，阴极每一处的电子发射能力并不完全相同。其中，等离子体形成点具有较高的电子发射能力，其他区域发射能力相对较弱。从而会造成阴极表面电子束发射的不均匀。因此，如果在阴极表面采用宏观均匀的增强发射点，则将可以有效提高阴极发射电子的宏观均匀性。为了达到上述目的，与大面积电子束二极管类似，通常也采用天鹅绒阴极、增强点发射石墨阴极和针阵列阴极等（如图 7.4-17 所示）。

4.4 同轴二极管的应用

同轴二极管主要应用于激励高功率微波、泵浦准分子激光以及高密度离子束体等，典型的应用形式如图 7.4-18 所示。

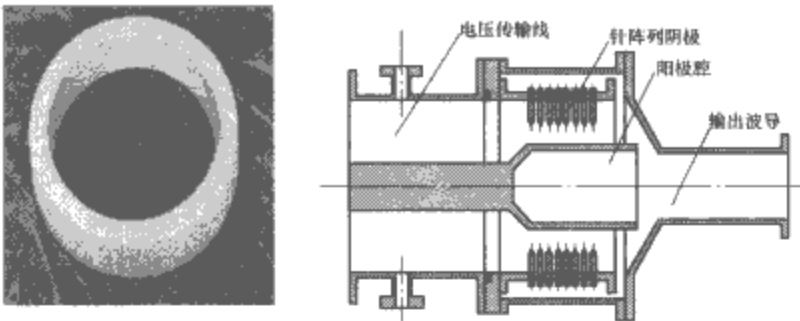


图 7.4-17 可以产生均匀电子束发射的同轴二极管阴极

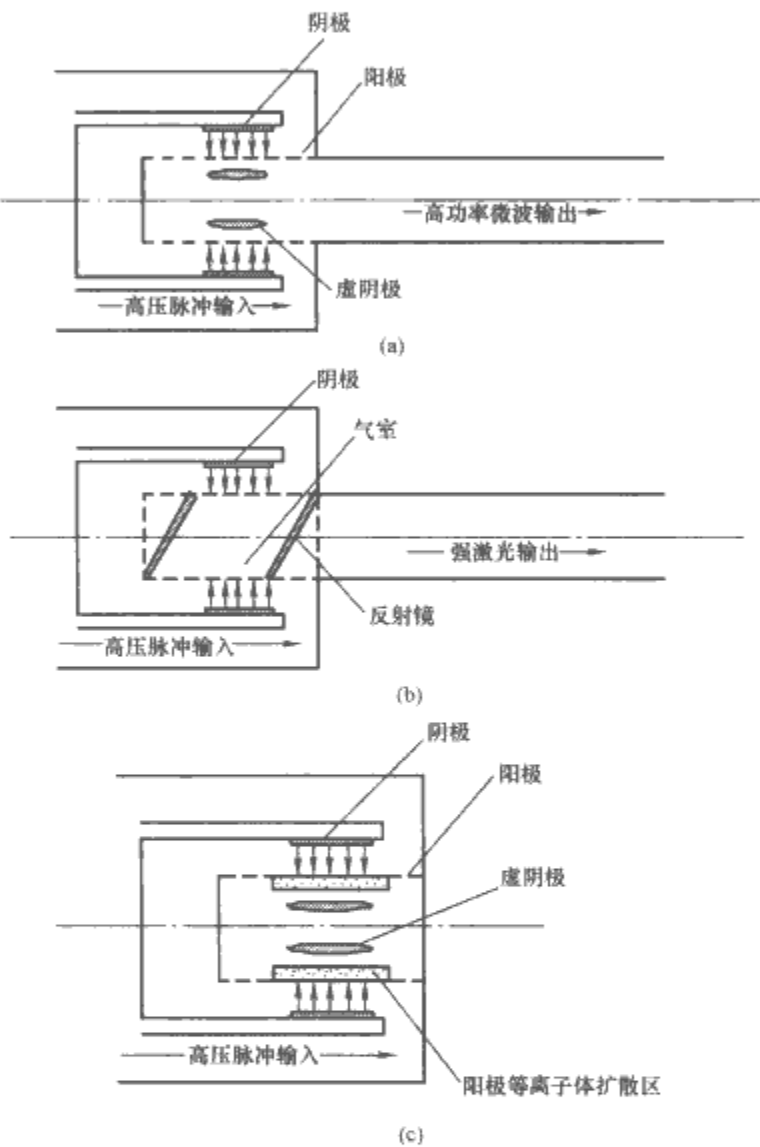


图 7.4-18 同轴二极管的几种典型应用示意图

(a) 产生高功率微波；(b) 产生强激光；
(c) 产生高密度等离子体

在高功率微波应用中，向内发射的径向运动电子束穿过阳极在阳极腔内形成环状虚阴极，虚阴极振荡导致入射电流调制，并与谐振腔内的特征模式发生耦合，从而使电子束能量转化为电磁场能量，产生高功率微波。

在准分子激光泵浦中，径向入射电子束透过阳极进入圆柱形气室，激发封闭气室中的亚稳态气体分子。由于径向入射的电子束进入一个越来越小的几何空间，因此，采用径向电子束泵浦具有较高的电子束能量利用效率。

同轴二极管中采用与同轴虚阴极类似的方法可以应用于产生高密度等离子体。当径向向内入射的电流大于漂移空间的空间电荷限制电流时，部分电子将会被反射重新进入二极管区。在电子多次通过阳极的过程中，阳极材料被轰击电离从而产生高密度阳极等离子体。

5 离子束二极管

离子束二极管中的电子从阴极等离子体进入阴阳极间隙，并被加速后轰击到阳极上，将阳极加热，产生阳极等离子体（阳极等离子体也可以用外源法或表面闪络等其他方法产生）作为离子源，其中的正离子在二极管电场作用下被加速后引出，获得高功率离子束。

二极管在双向流情况下的离子流产生效率定义为

$$k_{\text{eff}} = I_i / (I_i + I_e) = j_i / (j_i + j_e) \quad (7.4-19)$$

为了提高离子产生效率，必须改善二极管中电子密度分布或抑制电子在二极管中的流动。例如，在二极管内总的电荷近似为 0 时，离子流与电子流之比等于电子平均渡越时间 t_e 与离子平均渡越时间 t_i 之比，即

$$I_i / I_e \approx t_e / t_i \quad (7.4-20)$$

因此，根据特定的二极管形状和加速器参数，可以采用以下三种方法提高离子流产生效率：

- (1) 利用二极管中的总束流产生的自磁场，即采用自箍缩二极管。
- (2) 在二极管间隙外加平行于阴阳极表面的磁场，即采用磁绝缘二极管。
- (3) 电子多次穿过阳极，即采用反射三极管。

5.1 自箍缩离子束二极管

图 7.4-19 是自箍缩离子束二极管工作原理图。它是靠束流产生的自磁场增大电子在二极管间隙的渡越时间，从而提高离子束流产生效率。阴极发射的电子轰击阳极膜以及阳极膜的沿面闪络放电导致阳极等离子体的迅速形成，在二极管电场作用下，阳极等离子体中的正离子朝向二极管阴极加速，此时二极管中出现双向流，二极管中总电流增强，相应的束流自磁场也增大，电子束开始箍缩，而在阳极膜后的空腔内形成虚阴极，增强了电子束在阳极膜两边的反射次数并且由于电子束在阳极膜上以大角度穿插或掠射，从而在阳极膜中沉积更多能量，阳极膜迅速气化并形成阳极等离子体团，相应地向阴极加速的正离子束流更进一步增加，电子流从阴极的边缘流向轴，电子束继续箍缩，当电子束到达二极管轴线时，形成准稳态，由于离子质量较大，束流自磁场对它的影响很小，离子几乎沿直线从阳极流向阴极，形成稳态的箍缩电子流和层流离子流。

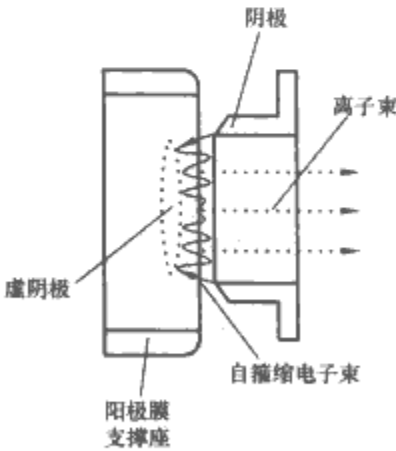


图 7.4-19 自箍缩离子束二极管
工作原理图

箍缩电子流径向地向心运动，渡越长度为二极管的阴极半径 R_c ，而离子流的渡越长度仍然为二极管的阴阳极间隙 d 。因此，渡越时间的比值相对于非箍缩电子流二极管来说增大 R_c/d 倍，离子流 I_i 与电子流 I_e 之比为

$$\frac{I_i}{I_e} \approx \frac{1}{2} \left(\frac{R_c}{d} \right) \left(\frac{\beta}{\beta_e} \right) \tag{7.4-21}$$

考虑阴阳极等离子体运动对二极管间隙距离的影响，上述公式可以修正为

$$\frac{I_i}{I_e} \approx \frac{1}{2} \left(\frac{R_c}{d_0 - v_c t_c - v_a t_a} \right) \left(\frac{\beta}{\beta_e} \right) \tag{7.4-22}$$

$$\beta = \left[\frac{2m_e (\gamma_0 - 1)}{m_i} \right]^{\frac{1}{2}} \tag{7.4-23}$$

$$\beta_e = \frac{\sqrt{\gamma_0^2 - 1}}{\gamma_0} \tag{7.4-24}$$

式中： v_c 和 v_a 分别为阴阳极等离子体运动速度； t_c 和 t_a 分别为阴阳极等离子体的运动时间； m_e 和 m_i 分别为电子和离子的静止质量。

二极管的总束流 I_b 是由离子流和电子流组成的，可由对阴阳极等离子体运动进行修正后的饱和顺位流公式估算。

离子束流强度和效率是决定离子束二极管性能的重要因素，从上述公式可以看出，它与二极管阴极半径、阴阳极间隙距离、二极管电压和所加速粒子的质量等有关。

美国为了开展惯性约束聚变（ICF）研究，在 PBFA 装置上进行了自箍缩反射二极管的研究。它的阳极表面呈球面，利用束流的自磁场和阳极的曲率的联合聚焦，离子被会聚到中心靶区。在 PBFA-I 装置中，36 个组件均匀分布到一个圆周上，电子箍缩到阳极赤道面，离子汇聚到中心区，在工作电压为 1.9MV、电流为 3.8~4MA 时，离子的产生效率达到 31%，脉冲宽度为 20ns，有时在焦点处加回流柱，可以提高离子流强度。

5.2 磁绝缘离子束二极管

磁绝缘离子束二极管工作原理如图 7.4-20 所示。在二极管阴阳极间隙施加适当绝缘磁场，其磁力线平行于阴极平面，并有足够强度，使得从阴极发射的电子不能到达阳极，这样电子流得到抑制，从而显著提高离子束流产生效率。

使间隙达到磁绝缘所需的最小磁场称为临界磁场，考虑相对论效应的临界磁场为

$$B_{cr} = \frac{m_e c}{e d_0} [2e U_d / m_e c^2 + (e U_d / m_e c^2)^2]^{\frac{1}{2}} \tag{7.4-25}$$

而质量比电子大得多的离子运动受磁场的偏转较小，基本上径直穿过间隙，偏转角为

$$\theta = (m_e / m_i)^{\frac{1}{2}} B / B_{cr} \tag{7.4-26}$$

式中： B 为外加绝缘磁场。

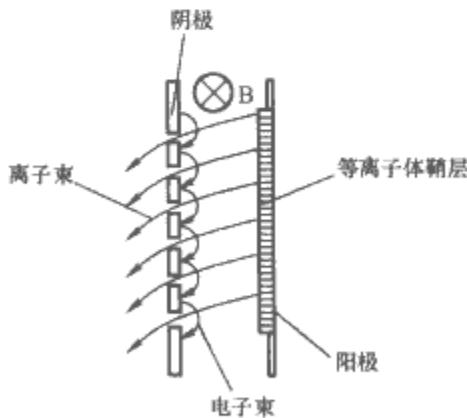


图 7.4-20 磁绝缘离子束二极管工作原理图

良好的磁场构型是磁绝缘二极管正常工作的一个必要条件，磁场构型缺陷可能导致离子束产生效率下降、重复性变差甚至破坏磁绝缘。

为使磁绝缘二极管正常工作，首先要在阳极形成等离子体源。通过改变阳极材料，可以改变阳极等离子体的离子组

分。例如，采用聚乙烯、环氧化合物等富氢材料做阳极，可以使引出的离子束中 H^+ 占 70%~90%；采用 LiF、BN 等材料做阳极，引出的离子束中 Li^+ 或 B^+ 占 70% 以上。而形成阳极等离子体的技术，有沿面闪络技术、双极性脉冲等离子体技术、激光预电离及气体感应放电等。俄罗斯科学家首创了双极性脉冲等离子体技术，即阳极先加负高压脉冲形成等离子体层，再加正高压加速正离子。

磁绝缘二极管的优点是显著的，磁绝缘二极管不包含薄膜电极等易损结构，不必每炮更换零部件，可以实现重复频率工作；磁绝缘二极管的效率，在适当情况下，离子流可比 Child-Langmuir 给出的理论值大几倍至几十倍，离子束产生效率可达 80% 以上。但磁绝缘二极管结构相当复杂，要有设计很好的磁场构型，并且阳极面必须能够提供丰富的等离子体作为离子源。

5.3 反射三极管

反射三极管与聚焦型二极管中的强流箍缩反射三极管类似，但其主要差别是可以有效提高离子束的产生效率。它由一个阳极平面和两个阴极平面组成，两个阴极平面电动势为 0，阳极平面电动势为 φ_0 （正值）。阴极发射的电子轰击并通过阳极，由于在穿越阳极时的能量损失，它们达不到对面的阴极就停下来，然后又在电场作用下返回，再次穿过阳极并损失部分能量，这样电子做不断穿越阳极的运动，直到其动能降低到不能穿过阳极而停在阳极上为止，延长了电子在阴阳极间隙中的平均渡越时间，抑制了电子流，离子流得到了增强。在此过程中形成阳极等离子体，由于提高了阳极附近的电子密度，使从阳极等离子体引出的离子束流密度大大增加，假若阴极是可穿透的，离子就可以用从阴极引出。实际的反射型三极管往往，不需要第二个阴极，因为阳极外的空间电荷将确保形成一虚阴极，并且因此提供了能使离子束流产生效率提高所需要的电子反射。反射三极管离子产生效率为

$$k_{eff} = \frac{1}{1 + (m_i / Z_i m_e)^{\frac{1}{2}} / \eta} \tag{7.4-27}$$

式中： η 是电子通过阳极的平均次数。

这种二极管中电流大部分是电子流的贡献，离子产生效率 k_{eff} 约为 20%。而且为了保持一维流体通常还需要外加较强的纵向磁场，使其结构较为复杂。

在 VERA 加速器上，利用反射三极管，在 1MV 工作电压下，获得了几十千安的离子束流，图 7.4-21 所示为该反射三极管的示意图。为保持一维流体，采用一对磁场线圈提供磁场约束，其磁感应强度要求满足式

$$B_{min} \geq (\mu_0 I_0 / 4\pi d) (2U + U^2)^{\frac{1}{2}} \tag{7.4-28}$$

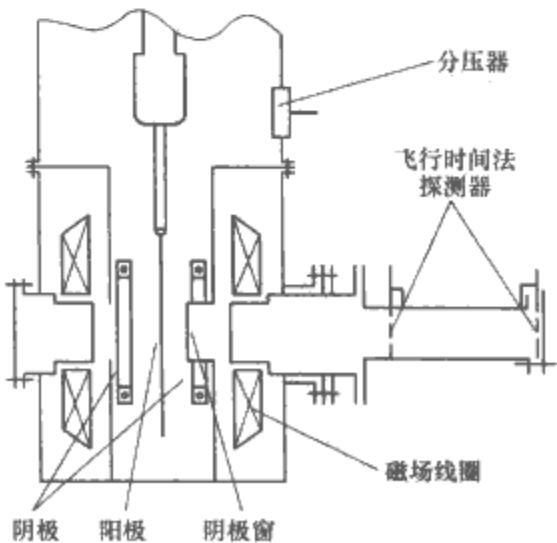


图 7.4-21 VERA 加速器上使用的反射三极管示意图

实际实验中取 $B=2\sim 3B_{\min}$ 。

5.4 高功率离子束的传输技术

高功率离子束的束流密度很高，这使得其空间电荷效应非常强，束流在传输很短距离内（几厘米）即完全崩溃，因此束流传输效率很低。可以采取中性化措施解决这一难题。

离子束具有很强的电离能力，可以电离它所穿过的物质。因此，在离子束的传输通道上，可采用 Mylar 膜等薄膜或利用漂移管中的残余气体（即将漂移管内抽到一定真空度后，剩余的气体密度与离子密度相当，被离子束电离后提供中和电子），或在漂移管内充 N_2 气，使离子束穿透这些物质的同时电离这些物质，从而给离子束提供中和电子，使离子束成为电荷和电流中和的准中性粒子团，电流中和达到 99%。从而实现较远距离的传输。

6 快 Z 箍缩和等离子体焦点

6.1 快 Z 箍缩的基本物理过程

快 Z 箍缩是指以上升时间为百纳秒、幅值为兆安级的强

电流作为驱动源，以直径为几微米的金属丝制成的丝阵或由喷嘴喷出的高速圆柱形气流壳层作为负载，电流沿轴向方向（Z 方向）通过阴阳极之间的负载，由预脉冲电流或主电流的前沿部分使负载电离形成等离子体。当主脉冲电流通过负载等离子体时，强电流在等离子体外侧产生强磁场，电磁场的洛伦兹力使等离子体产生向心加速运动、聚爆（implosion），迅速获得约 10^7 cm/s 以上的速度。高速运动的等离子体在 Z 轴上滞止（stagnation），形成高温高密度等离子体同时辐射出强 X 射线，如图 7.4-22 所示。典型的快 Z 箍缩等离子体参数有电子数密度为 10^{21} cm^{-3} ，温度为 $0.01\sim 10\text{ keV}$ ，等离子体最小半径 $0.1\sim 1\text{ mm}$ ，长度 $1\sim 2\text{ cm}$ 。目前美国圣地亚国家实验室利用快 Z 装置的 X 射线，获得了辐射能量为 1.8 MJ ，功率为 250 TW 。

由于不稳定性的存在破坏了等离子体箍缩柱的对称性进而影响 X 射线产额，因此应尽量抑制不稳定性的发展。相对于慢 Z 箍缩（电流上升时间为微秒级），快 Z 箍缩缩短了聚爆过程的时间从而有利于抑制瑞利-泰勒（R-T）不稳定性的发展。

根据不同的负载，可将快 Z 箍缩分为金属丝阵负载 Z 箍缩、喷气负载 Z 箍缩、柱形套筒以及单丝 Z 箍缩等。丝阵

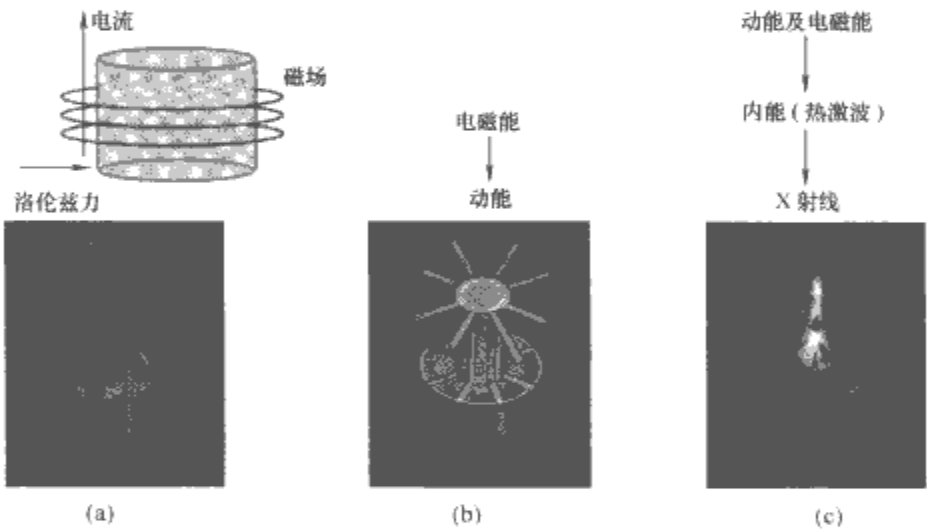


图 7.4-22 快 Z 箍缩基本过程
(a) 初始放电；(b) 聚爆；(c) 滞止

和喷气负载是目前研究较多的两种负载构型，而丝阵负载又是目前 Z 箍缩研究的热点。对于丝阵负载，可将其分为四个过程，即单丝行为阶段、线阵融合阶段、聚爆和瑞利-泰勒不稳定性阶段、滞止和辐射阶段。可以采用唯象模型（Heuristic Model）描述 Z 箍缩过程。

(1) 单丝行为阶段。在放电初始阶段，每根丝在电流的作用下并不会全部发生电离，而是会形成一种壳层圆柱体结构，其中外层为低密度高温冕区等离子体（corona plasma），内层为高密度低温气液态混合体形成的芯（core）。这主要是由于趋肤效应，使单丝的气化电离过程并不均匀发生于整个金属丝中。

一般来说，丝与丝相互间的距离为毫米级，即使考虑单丝放电形成等离子体受到磁流体学不稳定性的影响，由于较大的丝间距 d ，可以认为相邻的单丝所产生的磁场与单丝自身产生的磁场相比，其作用可以忽略，因此在丝阵放电的初始阶段，每根丝的行为是独立的，不互相影响。

单丝形成的等离子体会沿径向方向膨胀，一般来说，单丝等离子体膨胀速度 v 与材料关系较大，而与每根单丝中的电流以及单丝的直径关系不大。为了达到较好的箍缩效果，应使单丝等离子体融合形成等离子体壳层的时间远小于壳层

整体聚爆时间，根据这一条件，可以得出丝阵负载中丝的数目 n 必须远远大于临界数目 n_c 且

$$n_c = \frac{\pi r_0}{v t_{\text{imp}}} \tag{7.4-29}$$

式中： t_{imp} 为聚爆时间； r_0 为丝阵负载初始半径。

对于给定的材料和给定的聚爆时间，由上式可给出在一定丝阵初始半径下丝的最小数目。根据丝数目的多少，可将 Z 箍缩分为两类：一类为一群不稳定的单丝自箍缩的叠加，另一类为等离子体壳层的整体箍缩，如图 7.4-23 所示。

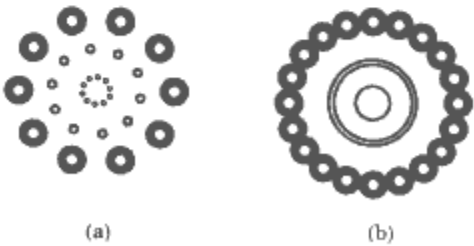


图 7.4-23 两种 Z 箍缩过程
(a) 单丝自箍缩的叠加；
(b) 等离子体壳层 Z 箍缩

(2) 融合阶段。当等离子体融合形成薄壳层时，可以推

知等离子体薄壳层的厚度 $\Delta_m = 2\pi\gamma_m/n_0$ 。 γ_m 为等离子体融合形成壳层时负载半径。由此可见，对于一定材料的丝阵负载，丝的数目越多，等离子体融合过程发生得越早，所形成的等离子体壳层越薄。

在等离子体融合过程中，每根单丝形成的等离子体会受到磁流体动力学（MHD）不稳定性的影响，主要的 MHD 不稳定性有两种模式： $m=0$ 不稳定性，也称腊肠（sausage）不稳定性， $m=1$ 不稳定性；也称扭曲（kink）不稳定性。这样在融合形成等离子体壳层之后，造成等离子体壳层密度分布不均匀性。假定等离子体壳层平均密度为 N_0 ，扰动为 δN ，则有

$$\frac{\delta N}{N_0} = \frac{1}{\sqrt{n}} \frac{(\delta N_i^2)^{1/2}}{N_{i0}} \tag{7.4-30}$$

式中： N_{i0} 为单根丝的平均密度； δN_i 为单根丝的密度扰动。

因此融合形成的壳层由于 MHD 不稳定性所引起的不均匀性可以通过增加丝数目 n 来减小。

在该过程中还有另外一个重要变化，就是磁场从单丝磁场 B_p 到等离子体壳层全局磁场 B_g 的过渡。二者之比为

$$B_g^2/B_p^2 = \pi^2 \tag{7.4-31}$$

因此在等离子体融合时，全局磁场更为重要。

(3) 聚爆和 R-T 不稳定阶段。在全局磁场作用下，形成的等离子体柱逐渐向轴心聚爆，在整个聚爆时间的 60%~80% 的时间内，等离子体内聚速度较慢，以致其径向位置基本维持不变，而在剩余时间内，聚爆速度迅速增加，在极短时间内箍缩于轴芯位置，如图 7.4-24 所示。

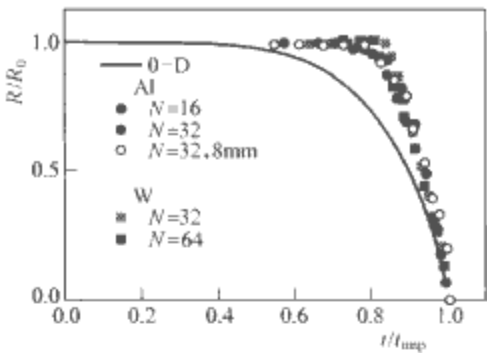


图 7.4-24 MAGPIE 装置上钨（W）丝阵和铝（Al）丝阵负载聚爆轨迹

(4) 滞止和辐射阶段。当等离子体壳层最终箍缩到达轴芯并滞止，其动能转换成内能并产生辐射，辐射的 X 射线包括黑体辐射、韧致辐射、复合辐射、特征 X 射线等。在理想情况下，辐射能量等于动能。但实际观察到的辐射总能量远远大于动能，约 3 倍左右对这一现象目前还没有确切的解释，一种认为可能是反常电阻的存在，产生了附加的辐射能；另一种观点是提出了一种不稳定的能量（磁泡能量）对辐射能量的贡献。

另外，对于丝阵负载 Z 箍缩，在实验中还存在先驱箍缩柱（precursor column）现象，如图 7.4-25 和图 7.4-26 所示。这是由于在初始放电阶段形成了芯—冕区等离子体混合结构，并且芯部分不断发生融蚀，会使一部分等离子体较早到达轴心形成箍缩柱。由于它先于主体箍缩柱出现，因此称之为先驱箍缩柱。

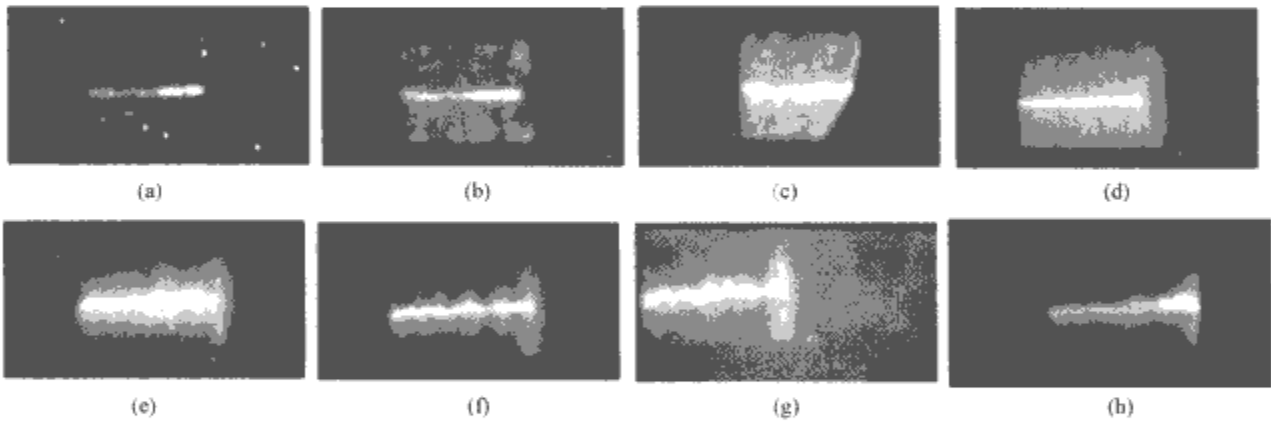


图 7.4-25 “强光一号”装置上典型钨（W）丝阵 Z 箍缩分幅图像

(a) $t/t_{\text{im}}=0.83$; (b) $t/t_{\text{im}}=0.86$; (c) $t/t_{\text{im}}=0.89$; (d) $t/t_{\text{im}}=0.92$; (e) $t/t_{\text{im}}=0.96$;
(f) $t/t_{\text{im}}=0.99$; (g) $t/t_{\text{im}}=1.06$; (h) 积分图像

t_{im} —聚爆时间 t_{imp}

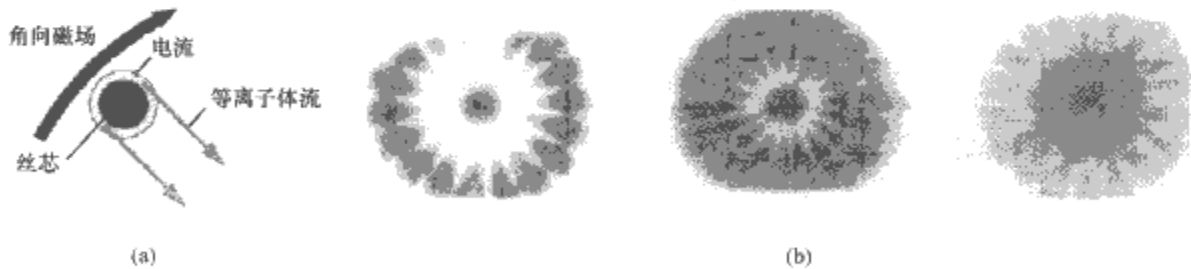


图 7.4-26 Z 装置上钨丝阵负载 Z 箍缩的先驱箍缩柱现象

(a) 芯—冕区结构及先驱等离子体示意图；(b) 实验获得的先驱箍缩柱及芯融蚀图像

根据烧蚀模型（Ablation Model），丝核的融蚀可描述为

$$v \frac{dm}{dt} = -\frac{\mu_0 I^2}{4\pi r_0} \tag{7.4-32}$$

式中： v 为丝核融蚀形成的等离子体扩散速度； $\frac{dm}{dt}$ 为单位长度丝阵质量融蚀率； I 为驱动电流； r_0 为负载初始半径。

综上所述，丝阵负载 Z 箍缩过程可以形象地以图 7.4-27 表示。

对于喷气 Z 箍缩负载，主要在初始放电阶段与丝阵负载有所不同，当电流流过空心气柱时，靠气体发生电离形成初

始等离子体。

6.2 影响 Z 箍缩辐射的主要参数

Z 箍缩产生 X 射线的辐射功率与辐射能量是两个重要指标，影响二者的参数很多。首先为脉冲功率源的驱动电流参数，包括电流峰值和电流上升时间等；其次为负载参数，对于喷气负载，主要包括气体的种类、喷气负载初始直径、气体线质量等。对于丝阵负载，则包括丝材料、丝直径、丝数目、丝间距、丝阵列的直径和长度、丝阵列线质量等。不同

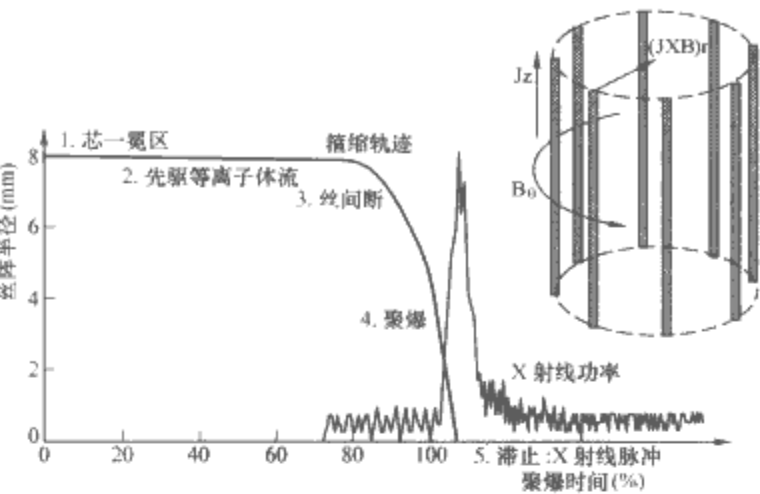


图 7.4-27 丝阵负载 Z 箍缩过程

的参数变化引起 X 射线辐射功率和能量的变化也不相同，而且即使为同一参数，它的变化对于 X 射线能量和功率的影响也不相同。

研究中关注的 X 射线能量和功率主要分为两类：一类是总的辐射能量和总功率，即包括连续谱和特征谱在内的所有 X 射线辐射总能量和总功率；另一类是特征谱的 X 射线能量和功率，目前研究较多的为 K 层辐射能量和功率。

(1) 影响 X 射线辐射总能量的各种参数。对于 X 射线总能量，脉冲功率源的驱动电流为重要影响参数。一般来说，在负载参数与驱动源参数相匹配的条件下，电流越大，产生的 X 射线辐射能量越高。圣地亚国家实验室几代脉冲功率装置实验得到的 X 射线总能量最佳输出与负载电流的关系表明（如图 7.4-28 所示），X 射线总能量 E 可近似以电流平方 I^2 定标，即 $E \propto I^2$ ，这基本是能量守恒的表达。

对于特定的驱动源，Z 箍缩过程所产生的 X 射线总能量则主要取决于聚爆时间。图 7.4-29 所示为 Z 装置上（20MA，100ns）不同聚爆时间下 X 射线总能量和总功率随聚爆时间的变化曲线。由图可知，对于固定驱动源存在最佳聚爆时间，此时负载能够从驱动源获得最佳能量耦合效率，同时辐射功率在负载参数优化的情况下达到最大。

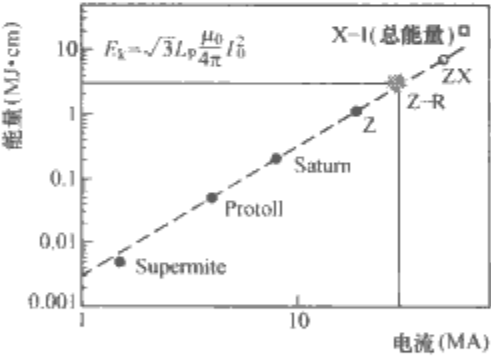


图 7.4-28 驱动电流与 X 射线辐射能量关系曲线

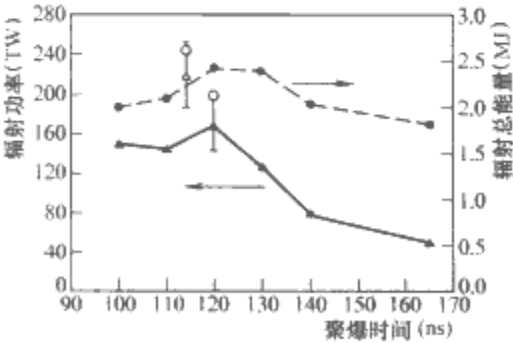


图 7.4-29 Z 装置上钨 (W) 丝阵负载实验中 X 射线总能量和总功率随聚爆时间的变化曲线

在负载的各种参数中，对 X 射线总能量影响较为显著的参数为负载线质量 \dot{m} 与负载半径 r_0 。这是由于线质量和半径直接决定了负载 Z 箍缩的聚爆时间，从而决定了负载

与驱动源之间的耦合效率。简单的零维模拟和实验结果均表明，对于特定驱动源，聚爆时间 $t \propto \sqrt{\dot{m} r_0^2}$ 。图 7.4-30 所示为圣地亚国家实验室 SATURN 装置上（10MA，100ns）的铝丝阵实验结果，负载半径 12mm，负载长度 2cm，丝阵质量从 500 μ g 变化至 3500 μ g。可以看出在线质量变化范围内，X 射线总能量存在最大值，但在质量变化的一定范围内，X 射线总能量变化并不明显。

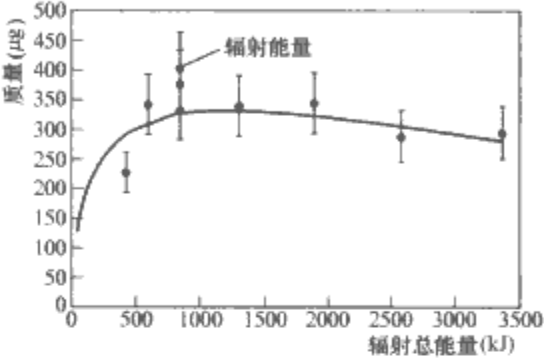


图 7.4-30 SATURN 装置上铝 (Al) 丝阵实验中 X 射线辐射总能量随丝阵总质量变化曲线

另外，在 Z 装置上进行的钨丝阵 Z 箍缩实验结果表明（如图 7.4-31 所示），即使保持负载聚爆时间和丝间距接近不变，在不同的负载直径下 Z 箍缩所产生的 X 射线总能量和功率也有较大差别。

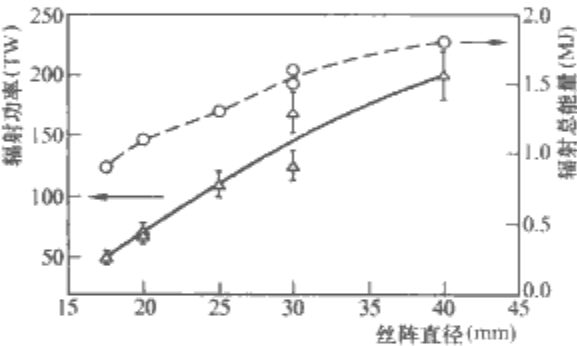


图 7.4-31 Z 装置上不同直径的钨 (W) 丝阵负载 Z 箍缩实验结果

综合上述各种不同实验结果可知，对于固定脉冲驱动源，负载线质量和初始半径为最主要的参数，二者直接决定了聚爆时间。其次在相同的聚爆时间下，也存在最优化的负载参数从而使其辐射输出 X 射线能量和功率达到最大。

(2) 影响 K 层辐射能量的各种参数。作为一种有效的等离子体辐射源 (PRS)，Z 箍缩过程中产生的 K 层 X 射线能量也是一个重要指标。同 X 射线总能量一样，首先影响其产额的因素为驱动源电流幅值。图 7.4-32 所示为不同驱动源上喷氩气 Z 箍缩获得的 K 层 X 射线产额结果。可以看出随着驱动电流的增大，产生的 K 层辐射能量也不断增大。

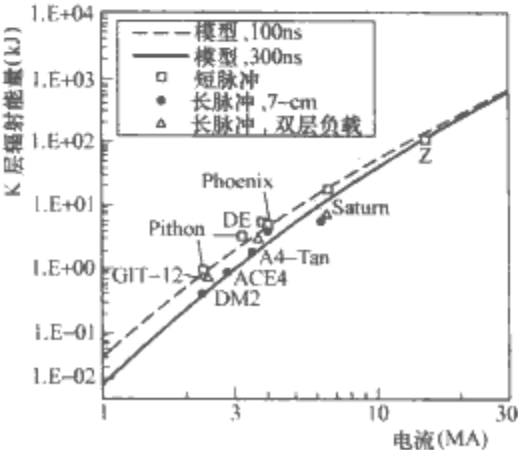


图 7.4-32 不同装置上喷氩气 Z 箍缩获得的 K 层辐射能量

已有的一系列实验结果表明，在驱动电流较小的情况下，K 层辐射产额 $E_k \propto I^4$ ，而当驱动电流较大时 $E_k \propto I^2$ 。

另外，负载的材料是影响 X 射线 K 层辐射产额和光子能量的另一重要因素。选择不同材料作为负载，在负载参数优化的情况下，所产生的 K 层辐射能量及 X 射线谱线都不相同。在相同驱动电流的情况下，由于激发原子序数更高的材料产生 K 层辐射所需能量更大，因此，采用更高原子序数的材料产生的 K 层辐射能量及功率会减小，但其 K 层射线光子能量会提高。以圣地亚国家实验室 Z 装置为例利用不同材料产生的 K 层辐射能量结果为：氩（Ar，3.3keV），270kJ；钛（Ti，4.8keV），125kJ；铁（Fe，6.7keV），50kJ；镍（Ni，7.8keV），13kJ，如图 7.4-33 所示。

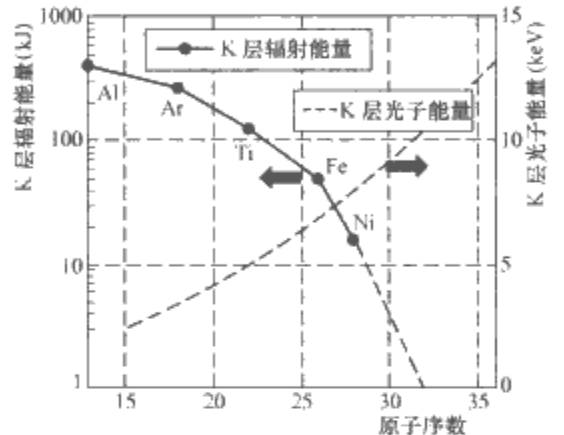


图 7.4-33 Z 装置上不同材料 K 层辐射实验结果

对于同一台驱动源，若 X 射线总能量相同，决定 X 射线 K 层辐射能量的首要因素为负载的聚爆时间。在负载参数方面，负载线质量对 K 层辐射产生的影响较为明显。理论计算和实验结果均表明，负载线质量存在一个最佳值，当负载线质量大于或小于该最佳值时，K 层 X 射线能量都会减小。图 7.4-34 所示为 SATURN 装置上不同线质量的铝丝阵负载 K 层辐射能量实验结果。

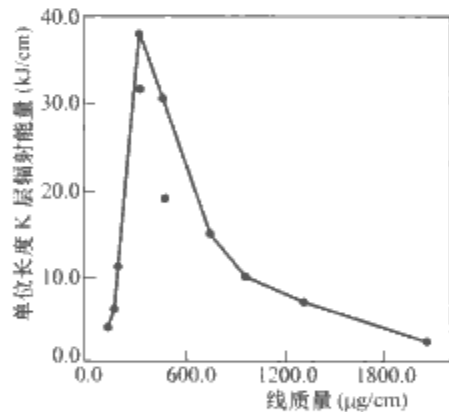


图 7.4-34 SATURN 装置上不同线质量的铝丝阵 K 层辐射能量结果

(3) 影响 X 射线辐射总功率和 K 层辐射功率的参数。X 射线辐射总功率和 K 层辐射功率是十分重要的辐射指标。在各种参数中，不同驱动源的电流幅值 I 以及同一台驱动源下不同的聚爆时间仍然是影响总功率和 K 层辐射功率的主要因素。在 Z 装置上进行的一系列实验表明，在不同幅值的电流驱动下，X 射线总功率和总能量均随着电流的增大而增大，且二者变化规律相近，在一定条件下与 I^2 成正比，如图 7.4-35 所示。

同样，影响聚爆时间的各种参数如负载线质量及负载直径，都会对 X 射线辐射功率和 K 层辐射功率产生影响。

对于丝阵负载，影响 X 射线辐射功率的另一个重要参数为丝间距。SATURN 装置的实验结果表明，在丝阵负载

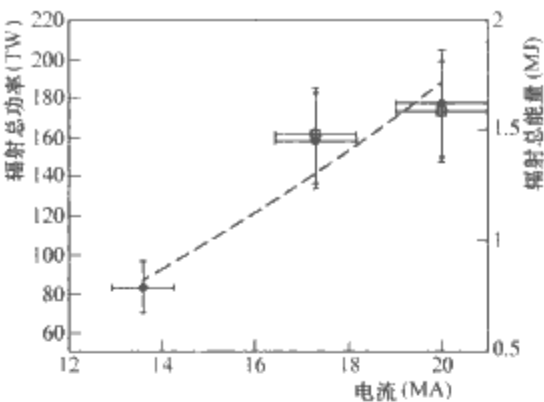
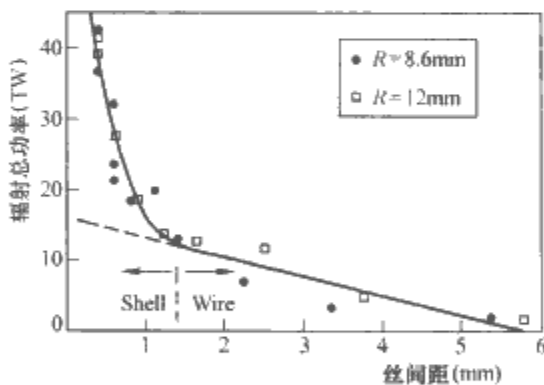


图 7.4-35 Z 装置上不同电流下 X 射线辐射总功率和总能量变化曲线

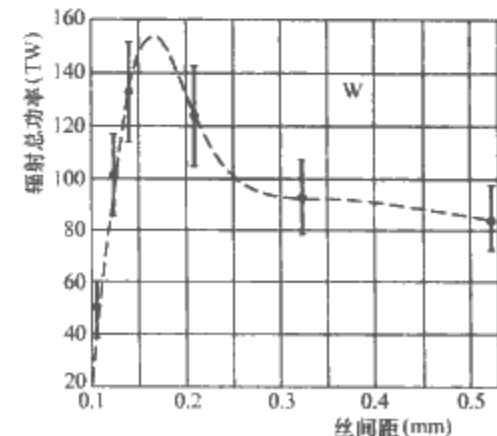
线质量和初始半径不变的前提下，对于铝丝负载，当丝间距小于 1.4mm 时，X 射线峰值功率会随着丝间距的减小而明显增加，如图 7.4-36 (a) 所示，但最近研究表明，当铝丝阵的丝间距小于 0.7~1mm 时，X 射线峰值功率会随丝间距的减小而减小，因此铝丝阵的优化丝间距为 0.7~1mm。而对于钨丝负载该值为 0.2mm 左右，如图 7.4-36 (b) 所示，当钨丝阵负载丝间距小于 0.16mm 时，X 射线峰值功率反而随着丝间距减小而迅速减小。因此为了提高 X 射线辐射功率，在一定范围内应尽量减小丝间距，这就要求在线质量和负载初始半径保持不变的情况下，增大丝的数目同时减小丝的直径。

另外，实验结果表明，采用双层嵌套式丝阵负载（nested wire array）和双层喷气负载（double gas puff）均可有效减小 Z 箍缩过程中受到的瑞利-泰勒（R-T）不稳定性的影响，从而提高 X 射线辐射功率。

总之，丝阵负载各参数对 X 射线辐射的影响是多方面的，且错综复杂，有一定的规律可循，但一些结论仍有待进一步的实验验证，对 Z 箍缩物理过程的认识和理解尚在深入研究。



(a)



(b)

图 7.4-36 丝间距对 X 射线辐射功率的影响
(a) 铝丝阵负载辐射功率随丝间距变化曲线；
(b) 钨丝阵负载辐射功率随丝间距变化曲线

6.3 Z 箍缩负载设计

根据 Z 箍缩所使用的负载种类划分, 主要可分为喷气负载 (gas puff) 和金属丝阵负载 (wire array) 两大类。

喷气负载主要是由阴极气体喷嘴喷出的超音速环形气流, 通过预电离或主电流脉冲电离形成等离子体作为电流载体。为了避免气流初始时的不均匀性, 阳极由金属丝缠成网状的透空结构, 使得气流可穿出阳极平面而不引起反射。气流内中性气体的典型粒子数密度为 $10^{17} \sim 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ 。喷气负载的质量分布沿径向和轴向是变化的, 并随时间变化, 且经常受到流体动力学影响。另外, 喷气负载主要用于电流为兆安级脉冲功率装置的 Z 箍缩实验研究, 对于较大驱动电流的 Z 箍缩实验研究, 由于要求负载具有较高的初始线质量, 所以利用喷气负载较难满足, 通常采用金属丝阵负载。

金属丝阵负载是目前在强流驱动源上使用较多的负载类型, 它主要是以超细金属丝缠绕形成圆柱状结构, 与喷气负载类似, 通过预脉冲或主脉冲电流电离形成等离子体。相对于喷气负载, 金属丝阵负载的初始条件 (质量和半径) 都可以精确测定, 并易于变更。在半径固定的情况下, 金属丝数目越多, 其初始均匀性越好。

在负载设计时, 经常用到描述 Z 箍缩过程的 0 维模型。0 维模型假定负载形成的等离子体层是均匀的, 仅对其在径向方向上的运动进行描述, 其求解过程相对比较简单, 计算结果与实验结果在一定程度上也能较好符合, 因而该模型经常用于设计负载。

在驱动电流相对固定的情况下, 对于不同初始线质量 \bar{m} 和负载半径 r_0 的丝阵, 只要保持 \bar{m} 与 r_0^2 的乘积为常数, 那么这些丝阵的聚爆时间基本相同, 负载归一化半径具有相同的聚爆轨迹, 从驱动源耦合到负载的能量也基本相同。

在确定了负载的线质量及初始半径之后, 对于丝阵负载, 可进一步确定丝间距、丝直径等参数, 而对于喷气负载可进一步确定喷嘴的物理尺寸等。

另外, 为了改善喷气负载和丝阵负载在 Z 箍缩过程中受到的 R-T 不稳定性的影响, 发展了嵌套式的双层喷气负载 (如图 7.4-37 所示) 和双层丝阵负载 (如图 7.4-38 所示), 双层负载的应用有效提高了 X 射线的辐射功率。

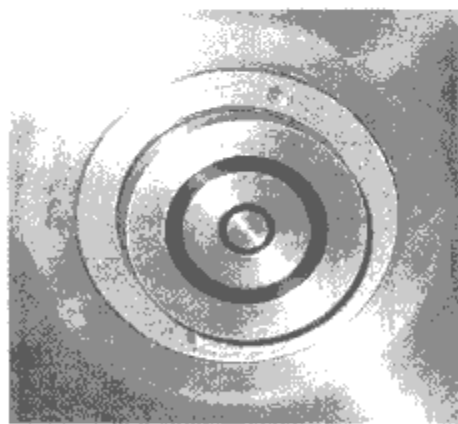


图 7.4-37 双层喷气负载

目前认为双层丝阵负载 Z 箍缩的动力学模式主要有三种。第一种为动力碰撞模式 (hydrodynamic collision mode)。在这种模式中, 由于外层初始的屏蔽作用, 在内层上所分配的电流很小, 因此在初始阶段内层不会发生明显的内聚。当外层等离子体运动至内层位置并与其发生碰撞后, 最终联合的质量在短时间内聚爆, 如图 7.4-39 (a) 所示。因此在该种模式中, 主要有两种机制抑制了不稳定性: 一是外层等离子体在与内层碰撞时会减弱

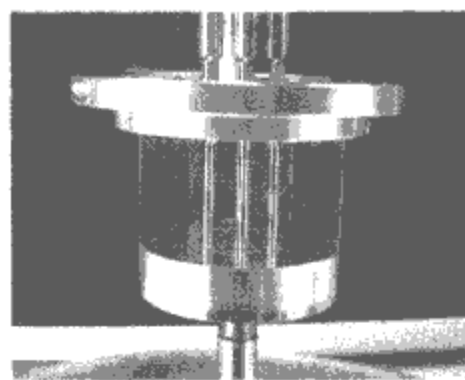


图 7.4-38 双层丝阵负载

其 R-T 不稳定性, 二是联合质量较短的聚爆时间使得不稳定性没有足够的发展时间。第二种模式为透明内层模式 (transparent inner mode)。这种模式认为在外层等离子体到达内层位置时, 内层的丝仍然相互保持分离状态直到外层等离子体穿过其间隙。此时负载电流迅速从外层转移至内层并驱使其聚爆至轴芯位置, 如图 7.4-39 (b) 所示。这种模式同样由于较短的聚爆时间而起到抑制不稳定性的作用。目前在 MAGPIE 装置上的实验已观察到该种模式。第三种可能的模式为磁通压缩模式 (flux compression mode)。这种模式认为由于最初在内层上的电流分配使得在内外层之间存在磁通量, 当外层向内运动时就会压缩磁通, 外层距内层的距离越近, 磁通压缩越大从而推动内层聚爆, 但由于磁泡的存在阻止两层的相互碰撞, 最终内外两层几乎同时到达轴心, 如图 7.4-39 (c) 所示。

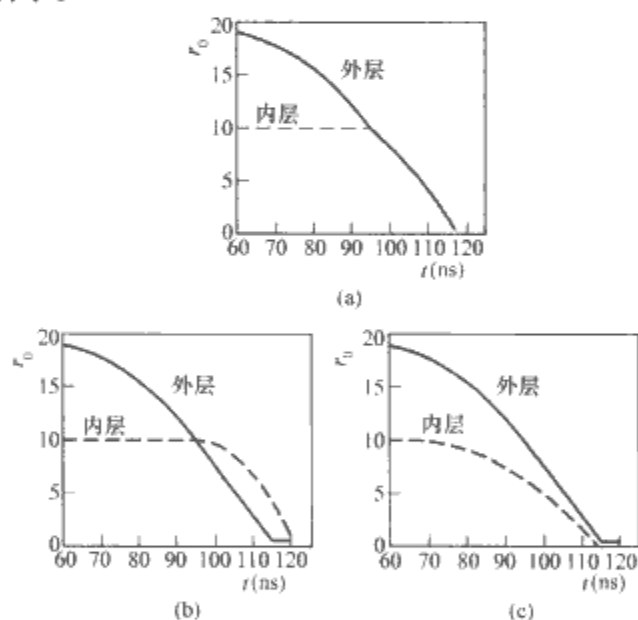


图 7.4-39 双层丝阵负载三种动力学模式

(a) 动力碰撞模式; (b) 透明内层模式; (c) 磁通压缩模式

利用二维磁流体动力学模型计算表明, 在内外层相互作用时三种机制均发挥一定作用。相比之下, 当内层丝数目较少从而导致丝间距较大时, 丝阵聚爆行为主要表现为透明内层模式, 当内层丝数目较多时, 主要表现为动力碰撞模式。因此内层丝间距成为设计丝阵负载的重要参数。对于双层负载, 在负载设计时还必须考虑内外层的线质量比、半径比等因素。

另外, 在机械结构方面, 对于丝阵负载, 由于装负载的靶室在抽真空时会发生真空形变, 丝阵负载必须具备有自适应结构, 从而使每根丝都始终保持张紧状态。对于喷气负载, 则必须具备触发机构, 保证气体壳层在驱动电流到达之前喷出。对于双层喷气负载, 在机械设计时必须考虑两个气室各自及相互之间的气密性以及两个气室喷气时间的同步性等问题。

6.4 等离子体焦点

等离子体焦点 (Dense Plasma Focus, DPF) 研究工作始于 20 世纪 50 年代末, 最初是用来探索受控核聚变的。它通过脉冲大电流气体放电, 利用等离子体电流所产生的磁场来约束该等离子体自身, 形成箍缩, 并使之被压缩在一个很小的区域内, 形成高温 (10^7K) 高密度 ($10^{19} \sim 10^{20}\text{cm}^{-3}$)、短脉宽 (100ns) 的等离子体焦点, 并辐射出高强度的 X 射线、电子束和离子束。若选择氘气或氘氦混合气体作为放电气体, DPF 则能够产生中子。

按电极结构的不同, DPF 装置通常分为 Mather 型和 Philipov 型。前者以同轴圆筒结构的内外电极为特征; 后者是沿 Z 箍缩思路发展出来的, 除了起始的沿面放电之外, 它的放电主要在两平板电极之间进行。图 7.4-40 所示是 Mather 型等离子体焦点装置工作原理图。先将放电室抽真空至 $10^{-2} \sim 10^{-3}\text{Pa}$ 之后, 充入所需的工作气体, 气压通常为几百帕; 由直流高压装置对作为储能电容器的高电压脉冲电容器组充电至所需的工作电压; 通过外触发将气体开关 (通常为火花间隙) 击穿, 放电室中气体放电首先沿 Pyrex (硼硅酸耐热玻璃) 或 Al_2O_3 绝缘子表面开始, 即沿面放电, 并在绝缘子表面形成等离子体鞘层, 称为击穿阶段 (breakdown phase)。放电电流产生角向 (θ 向) 磁场, 使等离子体鞘层受洛伦兹力的作用而向上加速运动, 即加速阶段 (rundown phase)。等离子体鞘层抵达内外电极上部末端后, 一部分等离子体沿径向向内电极轴线箍缩, 最后在内电极上方轴线处形成高温高密度等离子体聚焦柱-等离子体焦点, 即箍缩阶段 (pinch phase)。等离子体焦点直径为 1mm 左右, 长度 10~70mm。由于各种等离子体不稳定性 (主要是 $m=0$ 不稳定性), 导致等离子体焦点崩溃。焦点崩溃时, 电流和电感 L 剧烈变化, 即回路磁链 $d\Psi/dt=d(L \cdot i)/dt$ 剧烈变化, 感应出极强的瞬时电场 ($10^7 \sim 10^8\text{V/m}$), 其加速电子、离子, 并伴随着强烈的 X 射线发射和中子发射 (当放电气体为氘气或氘氦混合气体时), 即崩溃阶段 (collapse phase)。

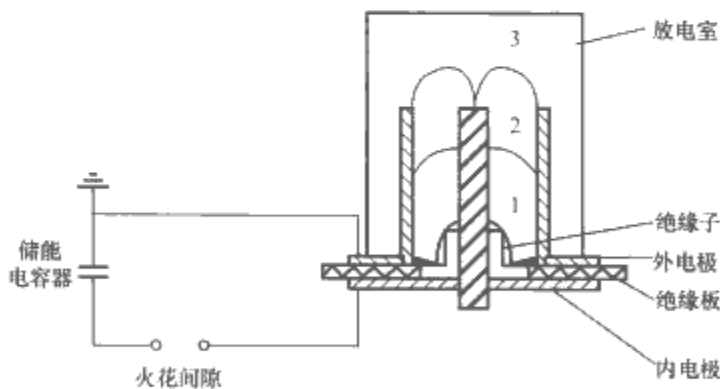


图 7.4-40 Mather 型等离子体焦点装置工作原理图
1—击穿阶段；2—加速阶段；3—箍缩阶段

为了得到最佳的等离子体聚焦, 聚焦时刻应出现在电流最大值附近。为此, 必须优化设计 DPF 的电极长度和选择合适的工作气体及气压, 使它们和放电电流相匹配。通常采用的方法是根据雪犁 (snowplow) 模型, 结合装置等效电路及 Pspise 电路计算软件, 数值模拟等离子体鞘层的运动发展过程。图 7.4-41 所示是在储能 2kJ 的小型等离子体焦点装置 DPF-2 装置上的测量得到的放电电流 $i(t)$ 及 di/dt 波形。由于 DPF 装置的等效放电回路为 RLC 串联的欠阻尼电路, 放电电流为幅值衰减的正弦振荡波形, 其放电电流周期约为 $10\mu\text{s}$, 最大值 (第一个峰值) 约 200kA。在 $t=2\mu\text{s}$ 处,

电流 $i(t)$ 波形略微下降, 对应的 di/dt 波形出现一个明显的下降尖峰。该下降尖峰是等离子体聚焦的标志, 通常称之为聚焦尖峰。聚焦尖峰幅值越大, 说明聚焦越好。显然, 该装置聚焦时刻为 $t=2\mu\text{s}$, 聚焦出现在电流接近最大值时。内电极头部上方的等离子体鞘层被压缩成一根细柱, 其阻抗突增, 放电电流突降, 这导致对电流变化非常敏感的 di/dt 波形上出现一个尖峰 (即聚焦尖峰)。

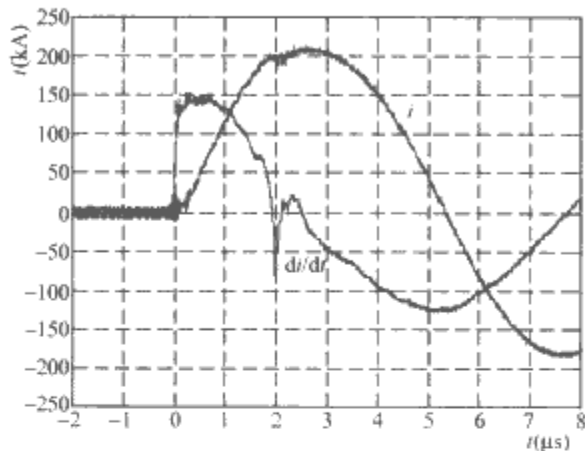


图 7.4-41 小型等离子体焦点装置的放电电流 $i(t)$ 及其 di/dt 波形

DPF 装置的引人注目之处是其高中子产额。当储能相同时, DPF 装置的中子产额明显高于其他的聚变研究装置。例如上述的 DPF-2 装置, 其储能仅 2kJ, 氘-氘中子产额却已接近 10^8 中子/放电; 而储能略大于 100kJ 的中型 DPF 装置, 其中子产额达到了 10^{11} 中子/脉冲的数量级。若采用氘氦混合气体, 中子产额还可提高一个数量级。根据储能小于 200kJ 的各个中小型 DPF 装置的实验结果, 中子产额 Y_n 和储能 E 或箍缩电流 I 的关系为 $Y_n \approx E^{2.1}$ 或 $Y_n \approx I^4$, 该结果和 Bennet 理论非常吻合。研究表明, DPF 装置的中子不是由热核聚变产生的, 因为实测的 DPF 装置中子发射并非各向同性而是具有一定的角分布; 并且将实验得到的等离子体参数代入热核模型, 计算得到的热核中子产额仅为实测中子产额的 1%。人们更倾向于认为 DPF 装置中子是束靶 (beamtarget) 中子, 即崩溃阶段的感应电场加速氘核, 它们和周围等离子体发生核反应而产生的。

在氘-氘反应条件下, 人们估算了 DPF 达到劳逊条件所需的运行参数, 结果表明所需的放电电流将高达 10MA。令人遗憾的是, 大储能的 DPF 实验所得到的中子产额达不到上述的定标关系, 电流大于 1MA 时便出现了中子饱和现象, 其原因尚不清楚。DPF 中子产额的高低明显依赖于聚焦性能, 从宏观参数上看, 明显依赖于 di/dt 波形上聚焦尖峰的大小。而聚焦性能与 DPF 放电的整个发展过程 (包括击穿、加速、箍缩及崩溃) 密切相关, 很多外界参数 (如气体压力及杂质含量、电极结构、绝缘子表面状况等) 都可以影响这个过程的发展。例如: 若绝缘子表面电参数不均匀, 将使得击穿阶段不能在整个绝缘子表面形成均匀的等离子体鞘层, 进而不利于后续的加速和箍缩; 若工作气体中高 Z 元素的杂质含量增多, 将急剧增大等离子体的辐射损失, 导致等离子体温度下降。

目前, DPF 的研究主要集中在其强脉冲辐射特性 (如 X 射线、中子等) 及其应用。在 DPF 的 X 射线辐射方面, 充惰性气体 (Ne、Ar) 的软 X 射线辐射特性研究最为活跃, 它在 X 射线光刻 (X-ray Lithography) 和 X 射线显微术 (X-ray Microscopy) 等领域有广阔的应用前景。例如用于微电子元件的 X 射线光刻, 使集成线路的线宽可以细到 $0.1 \sim 0.2\mu\text{m}$; 用于生物组织的显微术, 可以得到更为精细的组织结构 (细胞图

像的分辨率在微米级)。焦点崩溃时产生的离子束在材料表面改性、半导体材料的离子注入等领域也有十分广泛的应用。在材料表面喷涂时,作为阳极的 DPF 内电极的头部嵌入所需的源材料,内电极上方适当位置安放要被喷涂的材料表面,DPF 聚焦后电子束轰击内电极产生的源材料离子在感应电场作用下加速并涂敷在靶材料表面。DPF 作为强脉冲中子源比传统的反应堆、加速器、同位素中子源在注量率、可移动性、使用的方便和安全性以及造价等方面具有优势。DPF 产生的脉冲快中子可以用在无损检测,特别值得一提的是可以用于

爆炸物和违禁品(如毒品)的探测。该技术已经用于法国利奥机场的行李检测。DPF 装置辐射源的上述应用,对 DPF 提出了新的要求:①小型化易于移动,储能为几千焦至十几千焦的小型 DPF 装置是合理的选择。②至少可在几赫的重复频率下运行,对于小型 DPF 装置,这个重复频率在技术上是可行的。③稳定的辐射输出,这是一个难度很高的要求,即使是完全相同的运行参数(气体及气压、工作电压),DPF 聚焦状况的重复性也不是很好。在重复频率运行条件下,由于工作气体中杂质含量逐渐增加,聚焦的重复性将会更差。

第 5 章 纳秒电脉冲测量技术

1 纳秒脉冲电压、电流测量

纳秒脉冲高电压、电流测量具有以下特点：纳秒脉冲电流、电压具有极快的上升前沿，最快到亚纳秒，测量装置的分布参数足以影响装置的时间响应；峰值高达兆伏、兆安量级，测量装置要承受高电压或者高功率；测量环境恶劣，空间电磁干扰复杂。

1.1 脉冲电压测量

1.1.1 电阻分压器

(1) 原理分析。图 7.5-1 所示为理想电阻分压器的示意图，它是由高压臂电阻 R_1 （阻值较大）和低压臂电阻 R_2 （阻值较小）组成，分压比为 $U_1/U_2 = (R_1 + R_2)/R_2$ 。在实际使用当中，由于分压器各部件会有杂散电感、电容存在，使得分压比不再是一个简单关系式。图 7.5-2 所示是实际电阻分压器的等效电路。

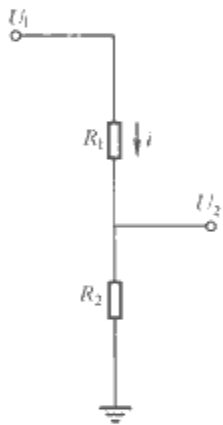


图 7.5-1 理想的电阻分压器

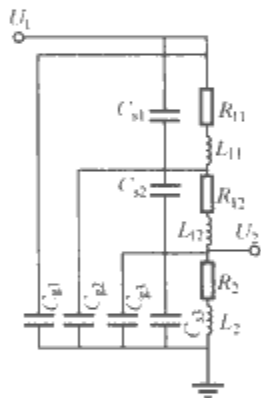


图 7.5-2 电阻分压器的等值电路

(2) 分布参数的影响。由于分布电感和分布电容的存在，分压器具有一定响应时间，使输出波形前沿变缓。如果使分布电感和分布电容所引起的时间常数远小于被测电压脉冲的上升时间，即

$$L_g/R < 0.05t_r, RC_g < 0.05t_r$$

式中： C_g 为分压器对地分布电容； L_g 为分压器分布电感； R 为分压器的总电阻； t_r 为被测脉冲电压波形的上升时间。

(3) 低压臂测量回路的影响。测量回路的低压臂以同轴电缆与示波器连接，实际测量中，需要在电缆两端加入匹配电阻以消除波反射。图 7.5-3 所示为双端匹配测量回路。

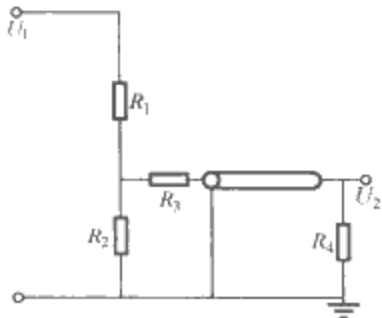


图 7.5-3 双端匹配测量回路

在实际应用中，需要考虑以下几个问题：①在满足耐压的前提下，分压器的尺寸应尽可能小，以减小对地分布电容；②分压器电阻元件应采用无感设计；③分压器不对主回路构成旁路。

1.1.2 电容分压器

电容分压器结构简单，结构设计得当时，分布电感、分布电容很小，频率响应较快，对主回路的影响较小。电容分压器的原理如图 7.5-4 所示，设计中应当考虑到绝缘问题。

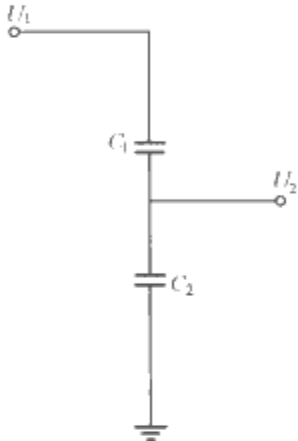


图 7.5-4 电容分压器原理图

分布电感、电容和电阻对分压器的影响较为复杂，分布电容的影响主要是改变分压器的分压比。

电容分压器不同参数的配合可以直接反应被测脉冲电压，也可以反应被测脉冲电压的变化率 dU/dT 。如果对于一个百纳秒脉冲电压信号，且结构为同轴状时，电容分压器常见结构如图 7.5-5 所示。

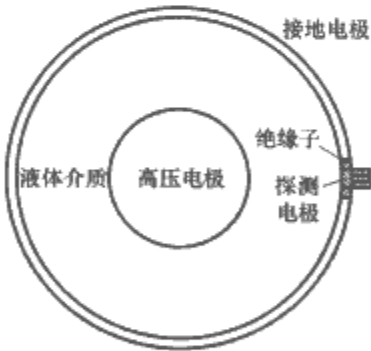


图 7.5-5 电容分压器结构示意图

1.2 脉冲电流测量

测量脉冲电流的探测器有多种，经常用到的有小电阻分流器、罗可夫斯基线圈、积分环和微分环等。

1.2.1 小电阻分流器

小电阻分流器是串入地回路中的一个大功率小阻值电阻，通过其两端的电压反映被测电流。

在实际应用中，分流器应该满足：①串接在放电回路的接地端；②根据被测电流的幅值和脉宽，选取分流电阻的功率，可由若干个分立电阻并联组成；③通过结构设计尽量减小电感；④减小信号引出线构成的回路，以减小引入的干扰。

同轴分流器的典型结构如图 7.5-6 所示。

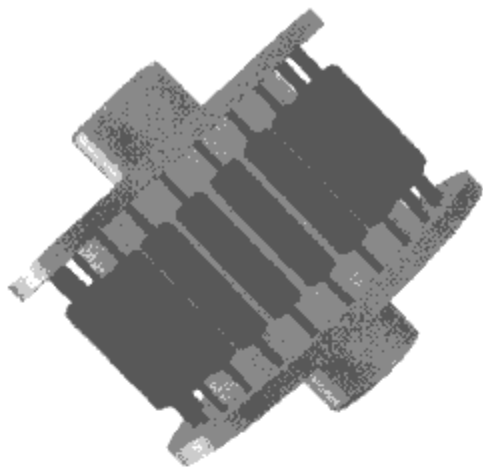


图 7.5-6 同轴分流器结构示意图

1.2.2 罗可夫斯基线圈

罗可夫斯基线圈结构简单、稳定性和可靠性高、不受被测电流的分布影响、测量电流幅值范围宽、与被测回路没有电路连接。

罗可夫斯基线圈结构如图 7.5-7 所示。忽略电流产生的磁场在线圈截面中的变化时，被测电流 $I(t)$ 在线圈中产生的磁场为

$$B = \frac{\mu_0}{2\pi r} I(t) \quad (7.5-1)$$

式中： r 为线圈芯线的半径。

在线圈端部感应的电动势为

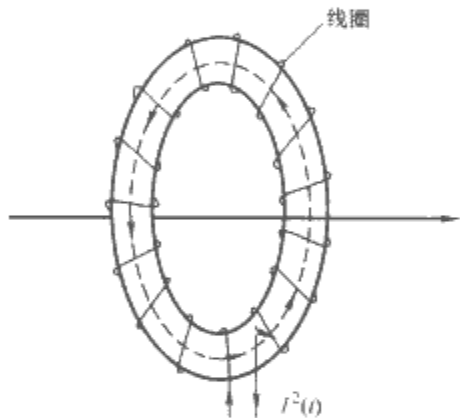


图 7.5-7 罗可夫斯基线圈结构示意图

$$e(t) = -N \frac{\mu_0 S}{2\pi r} \frac{dI}{dt} = -\frac{L}{N} \frac{dI}{dt} \quad (7.5-2)$$

式中： L 为线圈电感； N 为线圈的匝数； S 为单匝线圈的面积。测量电阻跨接到线圈的两端，忽略每匝对地的分布电容，线圈的等效回路如图 7.5-8 所示。电路方程为

$$e(t) = L_R \frac{di(t)}{dt} + i(t)(R_L + R) \quad (7.5-3)$$

当方程式 (7.5-3) 满足 $L_R \ll L$, $L/(R+R_L) \gg t_H$ 时， t_H 为被测电流的脉冲宽度，可求得

$$i(t) = -\frac{1}{N} I(t) \quad (7.5-4)$$

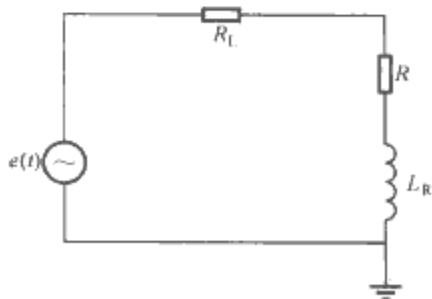


图 7.5-8 等效电路图

L_R —测量电阻的等效电感； R_L —线圈的电阻； R —测量电阻； $i(t)$ —流过测量电阻的电流

测量电阻上的电压 $U_R(t)$ 与被测电流的关系为

$$U_R(t) = \frac{R}{N} I(t) \quad (7.5-5)$$

线圈的结构如图 7.5-9 所示。在线圈的设计中，需要注意以下几个因素：①线圈必须有优良的外屏蔽体，不但要屏蔽电磁干扰，而且要屏蔽辐射。当用来测量高功率粒子束二极管中电流时，如果屏蔽不好，会因为 X 射线或粒子束的照射，在线圈中的绝缘材料表面形成等离子体而发生短路，使得测量结果与实际相差较大。②测量电阻与绕线引出端的连线应尽可能短。③必要时采用在每匝线圈上对地并联电阻以抑制每匝对地分布电容引起的高频振荡。④测量电阻要求大功率、无感。

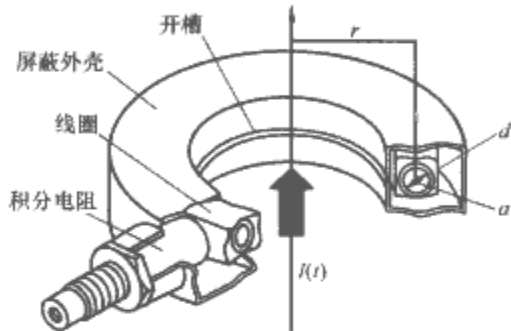


图 7.5-9 罗可夫斯基线圈结构示意图

1.2.3 微分环与积分环

微分环或积分环是一个单匝线圈，当电流的磁场具有对称结构时经常用到。微分环用于测量电流随时间的变化率，可通过数值积分或外积分器件获得被测电流波形，积分环用于直接测量电流。两者的原理与罗可夫斯基线圈原理相同，电路如图 7.5-8 所示。

微分环在测量电阻上产生的电流为

$$i(t) = \frac{\mu_0 a^2}{2hR} \frac{dI(t)}{dt} \quad (7.5-6)$$

积分环的电流为

$$i(t) = \frac{\mu_0 a^2}{2hL} I(t) \quad (7.5-7)$$

式中： i 为测量回路的电流； a 为环半径； h 为环心距被测电流的距离； μ_0 为真空中的磁导率； $I(t)$ 为被测电流； L 为环的电感； R 为测量电阻。

微分环的时间响应快，测量电阻阻值大（一般选取 50Ω ，与测量电缆波阻抗匹配），容易制作，更适合于快脉冲、高幅值的脉冲电流测量。但是由于微分环的灵敏度与其几何因子有关，必须精确知道微分环在测量环境中的具体几何位置，灵敏度必须在线刻度；此外如果电流分布不是轴对称时也会引起误差。

1.3 应用实例

1.3.1 电阻分压器

一种一级同轴式电阻分压器如图 7.5-10 所示，其高、



图 7.5-10 电阻分压器实物照片

低压臂电阻分别采用阻值 100Ω、分布电感 200nH 和 0.1Ω、分布电感 1nH 的釉膜电阻，放置在油介质中，高压臂长 180mm，为了防止沿面滑闪，分压器外壁加工成波纹状。用方波源标定该分压器得到的波形如图 7.5-11 所示，分压器响应时间为 3.3ns。

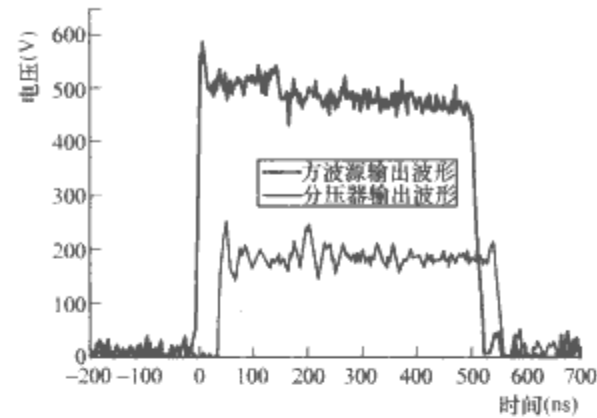


图 7.5-11 用方波源标定电阻分压器得到的波形

1.3.2 罗可夫斯基线圈

实际使用的罗可夫斯基线圈和其配套的测量电阻结构如图 7.5-12 和图 7.5-13 所示。

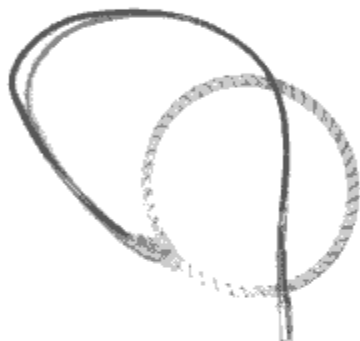


图 7.5-12 罗可夫斯基线圈照片

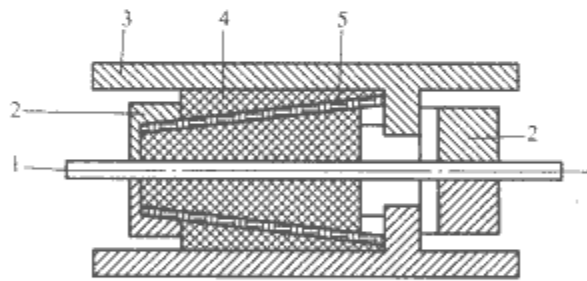


图 7.5-13 测量电阻结构

1—芯线；2—封头；3—外皮；4—绝缘体；5—电阻膜

2 纳秒脉冲电子束测量

纳秒脉冲电子束的主要参数有电子束总能量、束能通量分布、束能量沉积剖面、电子束流密度、电荷密度分布和电子能谱等。

测量中存在的技术难题主要有：强束流、强束能条件下，测量装置本身材料响应问题；测量环境中的强电磁干扰问题；脉冲强磁场下，磁场的干扰和磁场力的影响问题；低阻值、低电感、大功率测量电阻制作问题等。

2.1 法拉第筒与法拉第筒阵列

2.1.1 工作原理

全吸收法拉第筒用来测量束流总强度，而法拉第筒阵列则用来测量电荷分布。法拉第筒是由电荷收集器、测量电阻组成，而法拉第筒阵列是由若干小型法拉第筒排列组成。其工作原理是电子束注入到电荷吸收体后，电子将向电荷收集器的底部运动，电子能量随着运动逐渐消耗在电荷收集器

中，形成电荷沉积，最后产生电位差，通过测量电阻上产生的信号电压，反映电子束的束流强度。在高束流密度下，可采用吸收体外套罗可夫斯基线圈，用以测量电子束流，回避电子束对吸收体的破坏带来的误差。“闪光二号”加速器上用的电子束流测量探头如图 7.5-14、图 7.5-15 和图 7.5-16 所示，束流强度约 600~1000kA。

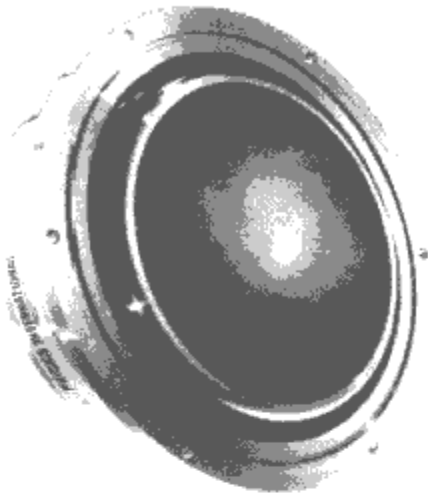


图 7.5-14 全吸收法拉第筒照片

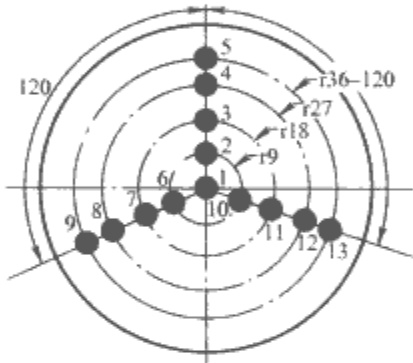


图 7.5-15 法拉第筒阵列端面

2.1.2 设计要求

全吸收法拉第筒设计的一般要求是：①电荷收集器的材料一般选用圆柱状高纯石墨或者金属铝；②电荷收集器前端面一般做成凹锥面使反射电子能够再次被收集器收集，以提高电荷收集效率；③要求信号电阻的设计为低阻值、低电感、还要承受大功率，一般采用金属膜紧贴吸收体卷绕成同轴型；④吸收体、测量电阻和外屏蔽筒紧凑布置，以防外界电磁干扰。

2.2 全吸收量热计及其阵列

全吸收量热计和量热计阵列用于测量电子束总束能和束能分布。全吸收量热计的主要部件是吸收体和热电偶。基本原理是吸收体吸收电子束的能量后，如果不产生不可逆化学反应，电子束的能量最终都会转化为吸收体的热量，发热将导致吸收体温度升高，测量吸收体的温度可以反映所吸收电子束的能量。吸收体吸收电子束能量后，向束斑范围外的部分传导，当整个吸收体达到热平衡后，在绝热条件下，吸收体仅有散热，从热电偶输出端的电势变化，可以反映吸收体的散热规律。将测到的吸收体散热曲线取对数后用最小二乘法拟合成一条直线并回推到零时刻，就可得到吸收体零时刻的平均温升，再根据热电偶的标定曲线和吸收体的质量、比热就可得到电子束的总束能为

$$\Delta Q = \int_{T_1}^{T_2} mc_p(T) dT \tag{7.5-8}$$

式中： ΔQ 为吸收体从温度 T_1 变化到 T_2 所吸收或放出的热

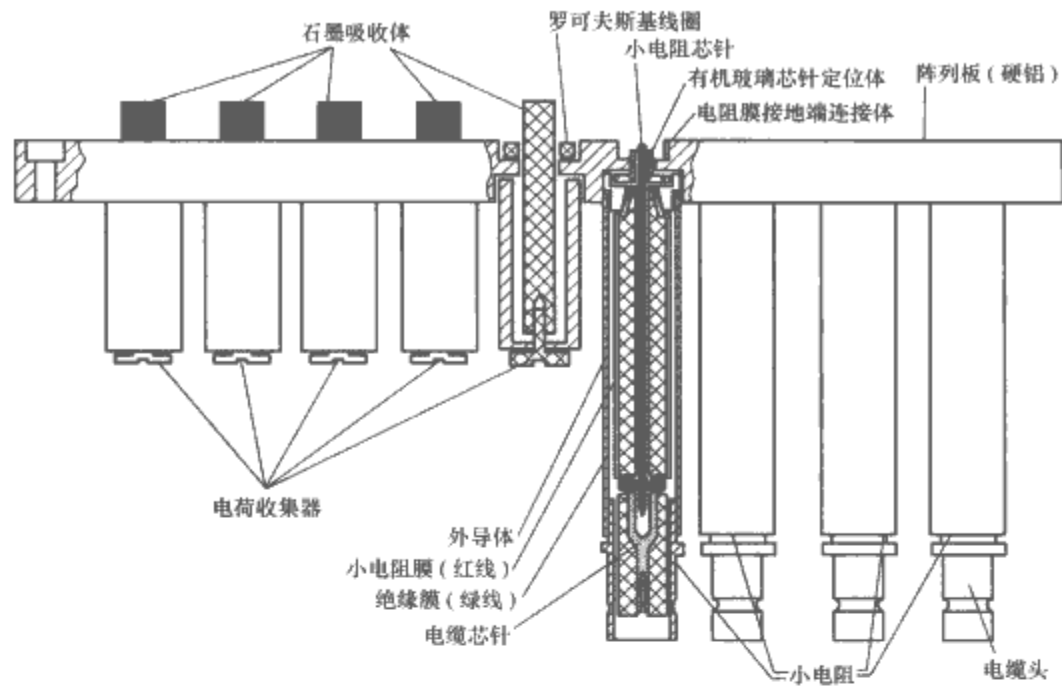


图 7.5-16 法拉第筒阵列结构图

量； $c_p(T)$ 为吸收体的比热容， $J/(kg \cdot K)$ ； m 为吸收体的质量， kg 。

在高束能条件下，吸收体受电子束的轰击会产生质量飞溅，引起不可忽略的测量误差。另外，电子束具有较大的人射角，还有一部分电子束能由于背散射而没有被测到，只有对这两项损失进行校正，才能正确地给出电子束的总束能。表 7.5-1 是常用的石墨量热计的参数。

表 7.5-1 石墨量热计所用的石墨和热电偶参数

| 质量 密度 (g/cm^3) | 原子数 密度 (cm^{-3}) | 比热容 ($J/(g \cdot K)$) | 热容量 ($J/(mol \cdot K)$) | 升华 温度 (K) | 升华热 (J/mol) | 镍铝-镍铬 热电偶单位 温差输出电压 (mV/K) |
|--------------------------|----------------------------|----------------------------|------------------------------|---------------------|--------------------|--|
| 1.75 | 8.744×10^{22} | 0.894 | 10.728 | 3077 | 7.12×10^5 | 0.041 |

石墨量热计吸收体一般采用对电子散射小、热系数高的高纯石墨，通过高阻差分输入，再放大方法可以很好解决环境的强干扰，热电偶丝一般采用铆接形式。图 7.5-17 和图 7.5-18 所示分别是测量“闪光二号”加速器电子束总能量和束能分布的探头结构示意图和量热计阵列实物照片，电子束总能量达几十千焦，能量密度为 $350 \sim 1000 J/cm^2$ 。

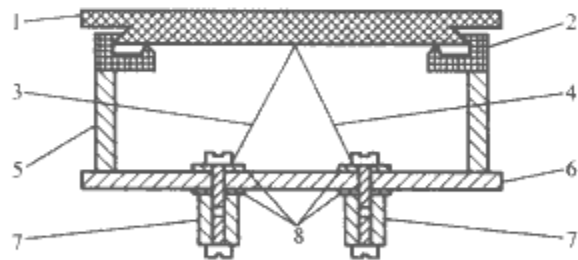


图 7.5-17 量热计的结构示意图

1—吸收体；2—隔热块；3—热电偶负极；4—热电偶正极；
5—支撑杆；6—支撑盘；7—信号引出头；8—云母垫片

2.3 薄片量热计阵列

2.3.1 原理与结构

由电子束能量沉积的深度分布可以推算出电子束的最大电子能量和有效能量等参数，在深度分布测量中，经常用到薄片量热计阵列，其结构如图 7.5-19 所示。其测量原理与量热计基本相同，只是阵列的布置为纵向布置吸收薄片，在

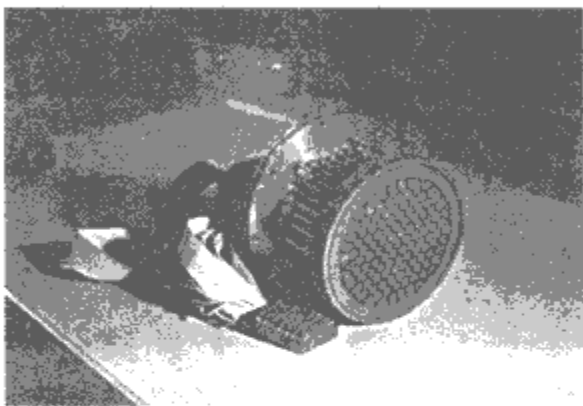


图 7.5-18 量热计阵列实物照片

得出每个薄片上的能量沉积后，便可得出电子束在该种物质中的能量沉积深度分布。

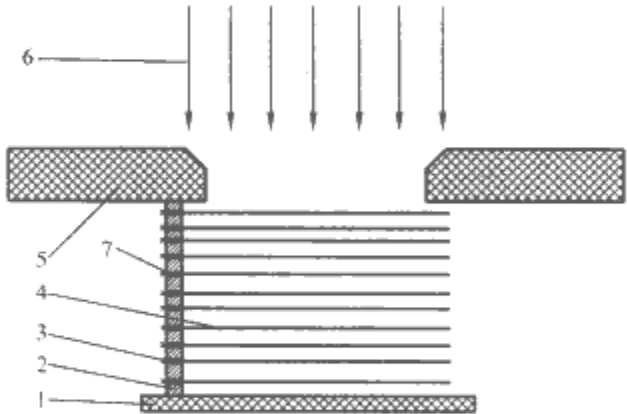


图 7.5-19 薄片量热计阵列原理示意图

1—吸收体；2—绝缘支撑；3—热电偶；4—吸收薄片；
5—准直板；6—电子束；7—隔热环

2.3.2 数据处理

(1) 电子最大能量。根据每个薄片吸收体上的能量沉积和薄片质量，可以得到薄片上的吸收剂量 $D(x)$ ， x 为电子的射程。当忽略电子的反射和辐射损失时，利用式 (7.5-9) 可以求得束能密度 J_B ，单位： (J/cm^2) 。

$$J_B = \int_0^\infty D(x) dx \tag{7.5-9}$$

当 $D(x)$ 取零值时，所对应的 x 值就是最大能量电子的射程。

(2) 电子有效能量。电子有效能量是指当产生电子束能量沉积的源被当作单能源时它所具有的能量。对于垂直入射的电子束，其束能密度 J_B 与表面剂量之比与电子能量有以

下关系

$$\frac{J_B}{D(0)} = f(E_{\text{eff}}) \quad (7.5-10)$$

在忽略高速电子在吸收体表面的能量损失的情况下,可以认为 $f(E_{\text{eff}})$ 就是电子束的有效能量在吸收体中的射程。

在测量装置的结构设计中,首先考虑到量热计设计要求,同时,由于薄片加工难度大,设计中需要考虑机械加工的可能性和可靠性。

2.4 针孔照像

用针孔照像测量电子束的密度分布可以克服电子束对吸收体的破坏和强电磁干扰等问题,并且分辨率更高。当电子束与靶物质作用时产生 X 射线,采用针孔照像测量 X 射线的分布反映电子束的相对分布。

2.4.1 测量原理

针孔照像的实验装置如图 7.5-20 所示,针孔成像原理如图 7.5-21 所示。

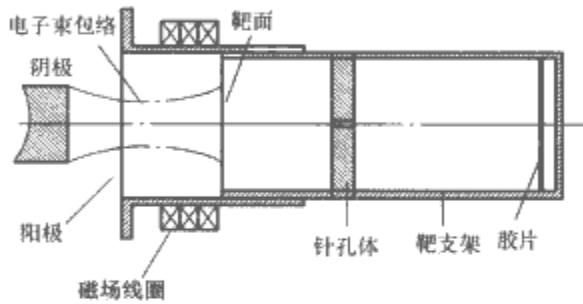


图 7.5-20 针孔照相实验装置

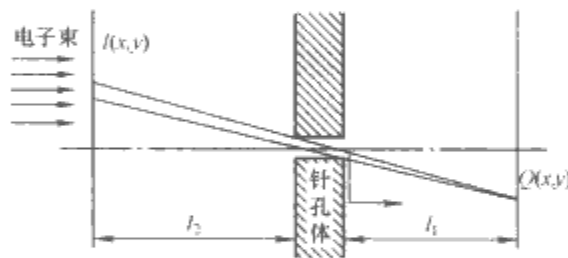


图 7.5-21 针孔成像原理

电子束轰击靶产生 x 射线的角分布为 $B(\theta)$,亮度为 $I(x, y)$,则在像面上 (x', y') 的照度为 $Q(x', y')$ 。

$$Q(x', y') = \frac{\pi}{4} \frac{D}{l^2} I(x, y) B(\theta) \Phi(r') \quad (7.5-11)$$

式中: D 为针孔直径; l 为靶和针孔之间的距离; $\Phi(r')$ 为针孔成像的修正函数 $r' = x'^2 + y'^2$ 。当选用厚靶作为 X 射线辐射体时,韧致辐射角分布近似有 $B(\theta) = 1$ 。从而可以得到像面 X 光的照射度与靶面电子束的密度之间的关系式为

$$Q(x', y') \approx I(x', y') \cdot \Phi(r') \quad (7.5-12)$$

成像系统的放大率为 $M = l_1/l_2$, $\Phi(r')$ 可以通过计算给出,进而得出电子束的相对分布为

$$I(x, y) = Q(x', y')/\Phi(r') \quad (7.5-13)$$

2.4.2 系统设计

为了提高针孔照像系统的信噪比、空间分辨率和灵敏度,要求电子转换 X 光的效率高,针孔体足够厚,针孔孔径适中。提高 X 光在像面感光片上的能量沉积效率,需要在 X 光胶片前、后紧贴金属箔。

2.5 电子束发射度测量

电子束发射度是电子束的一个重要参量,它是束半径和横向动量的综合判据。由束输运理论分析知道,束在输运过程中的横截面相图是一个椭圆,如图 7.5-22 所示。发射度的定义就是这个椭圆面积与圆周率的比值。由于直接测量椭

圆面积比较困难,而且在大多数情况下,束边界模糊,分布也不均匀,因此,实际上常用包含 90% 的束的相面积 $A_{0.9}$ 来代替,这时的发射度称为边发射度。为了对不同能量的束的发射度进行比较,必须引进归一化发射度,它是指边发射度与 γ 和 β 的乘积,即

$$\epsilon_n = \gamma\beta A_{0.9}/\pi \quad (7.5-14)$$

其中

$$\beta = \frac{v}{c}$$

$$\gamma = (\sqrt{1-\beta^2})^{-1}$$

式中: v 为束输运速度; c 为光速。

发射度常采用多孔板法测量,多孔板是一个具有特定厚度的黄铜板,上面均布有一定排列秩序的小孔。距离多孔板一定位置处放置有铝箔荧光屏,铝箔面朝向多孔板,用来吸收散射电子,其背面镀有 ZnS 荧光材料。根据铝箔上光斑的倾角和发散度角增量、小孔的径向位置就可以做出相图,求得发射度。

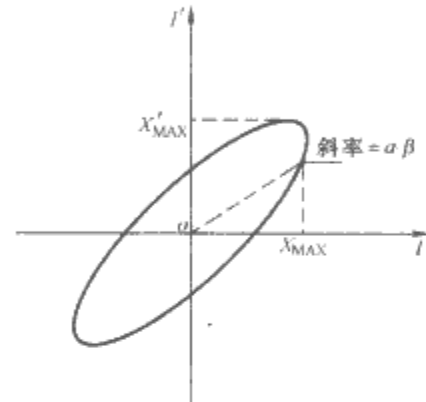


图 7.5-22 束在输运过程中的横截面图

3 纳秒脉冲离子束测量

纳秒脉冲离子束的主要参数包括束流强度、均匀性、能谱和能量密度等。

3.1 束流强度及均匀性测量

纳秒离子束的束流强度和均匀性测量一般采用偏压法拉第筒阵列。图 7.5-23 所示是测量闪光二号加速器离子束的探头照片,束流强度达到 160kA。单个偏压法拉第筒的典型结构如图 7.5-24 所示。为了尽可能一次测量得到较多点的数据,单个法拉第筒的尺寸应尽可能设计得很小;为了约束和收集二次电子,收集体可以设计成杯状;由于离子束在传输过程中伴随的中和电子会导致测量结果出现较大偏差,在收集体上应施加一定的偏置电压;偏压法拉第筒的时间常数 RC 应远大于离子束脉冲宽度。

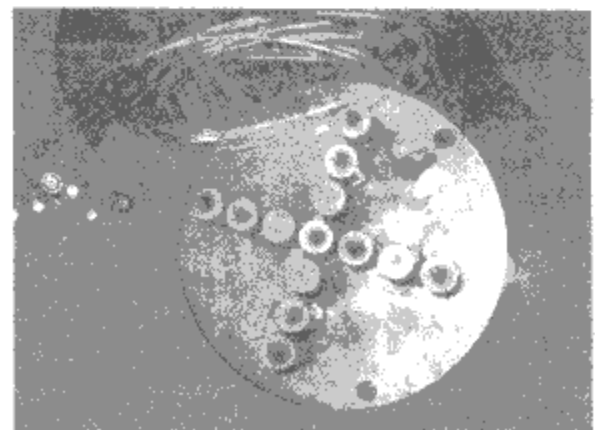


图 7.5-23 偏压法拉第筒阵列照片

3.2 能谱测量

高功率离子束能谱的测量方法主要有叠片法、飞行时间

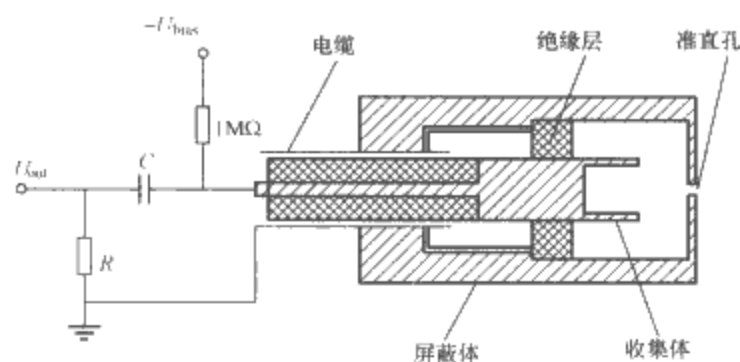


图 7.5-24 偏压法拉第筒及偏压电路

法和磁谱分析法等。

3.2.1 叠片法

叠片法就是在法拉第筒（或其他能够记录离子的系统）准直孔前覆盖不同厚度的薄膜，由不同厚度薄膜对离子能量及束流强度的衰减程度可以确定离子束能谱，同时可以得到离子能量分布随时间的变化规律，以及各个能量段的离子数随时间的变化关系。

不同能量的离子穿透不同厚度薄膜后的能量损失情况不同，不同能量的离子在薄膜中的射程不同。例如，能量为 200keV 的质子在 Mylar 膜中的射程为 $2.06\mu\text{m}$ ，即 $2.06\mu\text{m}$ 厚 Mylar 膜可以挡掉能量在 200keV 以下的质子； $5\mu\text{m}$ 厚的 Mylar 膜可以挡掉能量在 440keV 以下的质子；而 $1\mu\text{m}$ 厚的 Mylar 膜可以挡掉能量在 500keV 以下的碳离子。图 7.5-25 所示是不同能量的质子穿透不同厚度 Mylar 膜后的能量变化。

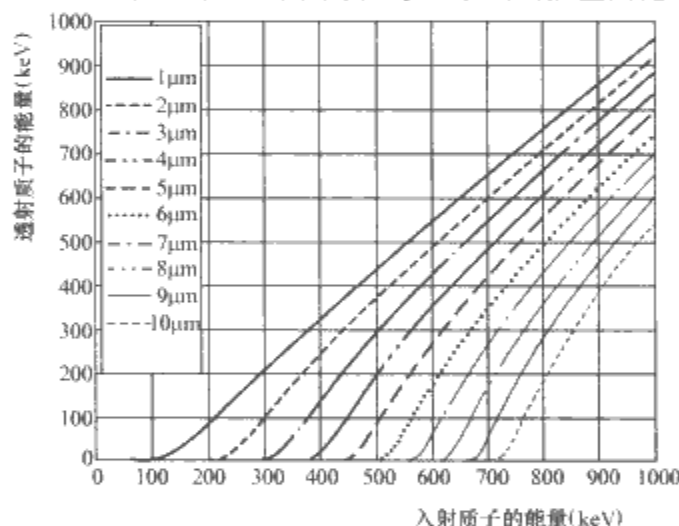


图 7.5-25 理论计算的不同能量的质子穿透不同厚度的 Mylar 膜后的能量变化

3.2.2 飞行时间法

飞行时间法是利用偏压法拉第筒（电荷收集器）在不同传输距离上对离子束进行监测，由于不同能量离子具有不同速度，离子束传输不同距离所需时间不同，使处于不同轴向位置上法拉第筒测得的离子流波形的时间延迟不同，根据时间延迟情况和监测点间距离可以确定离子束中离子的平均能量。

飞行时间法的另一种测量原理是利用离子与靶元素发生核反应产生瞬发的 γ 射线或次级粒子等，通过测量不同传输距离下产生的瞬发 γ 射线或次级粒子的时间间隔，或者利用二极管双向流中的电子轰击阳极及其周围材料产生的韧致辐射 X 射线与传输一定距离后轰击靶产生的瞬发 γ 射线或次级粒子的时间间隔，确定离子能量。例如离子轰击含 ^{19}F 核素的靶发生核反应 $^{19}\text{F}(p, \alpha\gamma)^{16}\text{O}$ 产生 6~7MeV 瞬发 γ 射线，离子束二极管中的电子流轰击阳极及其周围材料则产生韧致辐射，韧致辐射峰值时间与二极管的束流峰值时间相对应，也与离子束的峰值时间相对应。当离子束传输不同距离后再轰击靶，则所产生的瞬发 γ 射线比韧致辐射的时间延迟

也不同，根据时间延迟情况和离子束的飞行距离即可确定质子束的能量。

3.2.3 磁谱分析法

不同能量的离子在磁场中的偏转不同，采用 CR-39 固体核径迹探测器记录偏转后的离子，能够得到离子束的能谱和组分，也可采用 PIN 半导体探测器阵列记录偏转后的离子，则可同时进行时间分辨和能谱测量。图 7.5-26 所示是一种磁谱分析法的结构示意图。若加速离子的种类不同，该方法还可以通过增加偏转电场，以确定离子的种类。

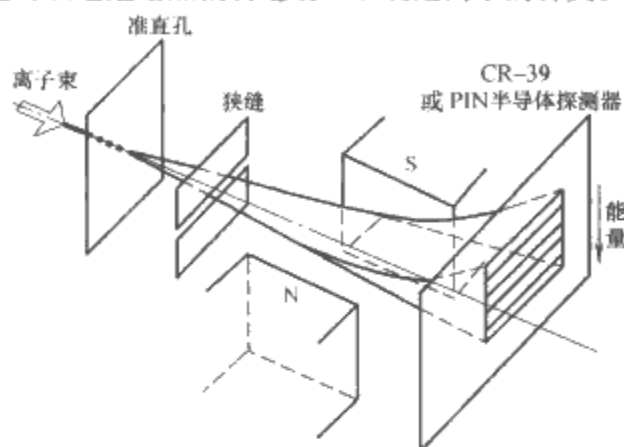


图 7.5-26 磁谱分析法示意图

3.3 能量密度测量

离子束传输至靶上的能量密度可以采用量热计测量，由于离子束的能量密度很高，可能造成靶的熔融、气化和飞溅，由此带走一部分能量，实际测量中需要对这一误差进行校正。

4 纳秒脉冲电场、磁场测量

4.1 纳秒脉冲电场、磁场测量的特点和要求

纳秒脉冲电磁场信号一般前沿很快、后沿稍慢，其频谱覆盖范围可从直流到吉赫，幅值变化范围从几伏每米至上百千伏每米，电磁环境复杂。因此，测量系统必须在工作带宽、动态范围、灵敏度、探头体积和传输方式等方面满足要求：①带宽。要求系统响应的 -3dB 带宽从直流至几百兆赫，有时甚至需要到吉赫。②动态范围和灵敏度。要求有足够的动态范围，并有不同灵敏度的系列测量系统。③对被测场的影响。传感器作为金属导体放在被测电磁场中，对被测场有一定扰动，要求探头体积尽可能小。④抗干扰能力。应采用光纤传输，并做好抗干扰防护措施，如对称结构差动输出、屏蔽、接地、滤波等。纳秒脉冲电磁场测量系统一般包括传感器（天线、宽带信号匹配、衰减或放大、平衡变换、积分处理等）、信号传输、记录和数据处理等几部分，其中传感器的组成依据不同的测量方式会有所不同。

4.2 纳秒脉冲电场测量技术

4.2.1 常用的电场传感器天线结构

图 7.5-27 (a) 所示为电场传感器示意图。采用偶极天线配置，可以独立于大地存在，实现对空间任意位置处的电场测量，又称“自由场”传感器。

图 7.5-26 (b) 所示为其对应的诺顿等效电路。传感器的短路电流源可认为是由于激励电场在金属振子天线上感应的电荷变化引起的，在时域可用传感器的等效面积 A_{eq} 表述为

$$I_{sc}(t) = \frac{\partial Q(t)}{\partial t} = -A_{eq} \frac{\partial}{\partial t} [z \cdot D_0(t)] \quad (7.5-15)$$

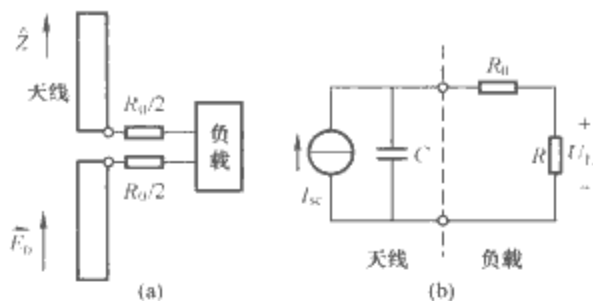


图 7.5-27 电场传感器及其诺顿等效电路
(a) 电场传感器; (b) 诺顿等效电路

$$\mathbf{D}_0(t) = \epsilon_0 \mathbf{E}_0(t)$$

式中： $\mathbf{D}_0(t)$ 是电位移矢量； ϵ_0 为自由空间介电常数。在频域，诺顿等效电流源表述为

$$\tilde{I}_{sc}(\omega) = j\omega \tilde{Q}(\omega) = -A_{eq}j\omega[\hat{z} \cdot \tilde{\mathbf{D}}_0(\omega)] \tag{7.5-16}$$

电场天线通常采用电小偶极天线（在整个电磁波包含的频率范围内，满足条件 $h < \lambda/2\pi$ ，其中 λ 为来波的最高频率对应的波长， h 为偶极子天线长度的一半）。阻抗近似为一电容。负载电阻 R 表示与天线相连的负载，可使用 50Ω 同轴电缆或者是高阻电容性负载。

在频域，基于诺顿等效电路，负载上感应的电压可以表示为

$$\begin{aligned} \tilde{U}_L(\omega) &= \frac{\tilde{I}_{sc}R}{1+j\omega C(R+R_0)} \\ &= \frac{-j\omega A_{eq}R\epsilon_0\tilde{E}_0(\omega)}{1+j\omega C(R+R_0)} \\ &= \frac{-A_{eq}\epsilon_0R}{C(R+R_0)} \frac{j\omega\tau_{RC}}{1+j\omega\tau_{RC}} \tilde{E}_0(\omega) \end{aligned} \tag{7.5-17}$$

式中：时间常数为 $\tau_{RC} = (R+R_0)C$ 。

从式 (7.5-17) 可以看出在低频范围即 $\omega\tau_{RC} \ll 1$ ，传感器的响应与电场的变化率成正比；而在高频范围即 $\omega\tau_{RC} \gg 1$ 时，频率函数近似为一常数。这表明传感器的响应与入射电场成正比。在这两个区域之间，是过渡区域。依据所选择的频率响应区域，可分别设计出微分电场传感器和直接电场传感器。

(1) 微分电场传感器。微分电场传感器工作在微分模式，需要对测得的波形进行积分处理才能得到实际的待测电场波形。把方程 7.5-18 中的时间常数 τ_{RC} 取为非常小的值，则传感器响应就与 $j\omega$ 成正比，因此传感器就是一个微分器件。忽略电阻 R_0 ，且使得 $1/\tau_{RC} = 1/(RC) \gg 2\pi f_{max}$ ，其中 f_{max} 是待测信号频谱的上限频率，就可以实现电场的微分测量。

在这些近似条件下，式 (7.5-18) 的负载电压变为

$$\tilde{U}_L(\omega) \approx -j\omega A_{eq}R\epsilon_0\tilde{E}_0(\omega) \tag{7.5-18}$$

取 $R_0=0$ ， $2\pi f \ll 1/(RC)$ 。在时域，负载电压的表达式为

$$U_L(t) \approx -A_{eq}R\epsilon_0 \frac{\partial}{\partial t} [E_0(t)] \tag{7.5-19}$$

应用条件是待测脉冲电场波形的前沿时间满足 $t_r \ll RC$ 。

由于传感器响应与电位移矢量（或电场）的时间变化率成正比，因此又称之为 \dot{D} -dot 传感器。使用等效面积 A_{eq} 和上限截止频率 $f_{max} = 1/(2\pi RC)$ 来表征传感器的性能，要比使用天线电容和负载电阻更直观。国外的一些制造商如 EG&G 公司假定传感器工作在 100Ω 的负载电阻上给出上述

两个参数。如果负载电阻不满足这一条件，或者工作频率也超出了 $j\omega$ 响应区域，则必须使用更通用的式 (7.5-18)，从传感器的测量电压推算得到电场。

(2) 直接电场传感器。通过变换传感器的设计参数，也可以设计出直接响应外界激励电场的传感器。

通过选择方程 7.5-18 中的时间常数，使得 $1/\tau_{RC} = 1/(R+R_0)C \ll 2\pi f_{min}$ ，其中 f_{min} 为待测信号频谱的下限频率，则负载电压变为

$$\tilde{U}_L(\omega) = -\frac{A_{eq}\epsilon_0}{C} \frac{R}{(R+R_0)} \tilde{E}_0(\omega) \tag{7.5-20}$$

为满足 $1/(R+R_0)C \gg 2\pi f_{min}$ 的条件，可设计天线负载为高阻抗，如采用场效应管 (JFET) 作为天线负载的输入级。若 R 固定到标称值 100Ω，则可以采取增加串联电阻 R_0 或者增加电容 C 的办法，但采取这两项措施，均降低了传感器的灵敏度。

当传感器天线固定时，通过改变串联的电阻值 R_0 还可以调整传感器的工作带宽。

以上分析是基于诺顿等效电路进行的，如基于戴维宁等效，等效电路如图 7.5-28 所示。

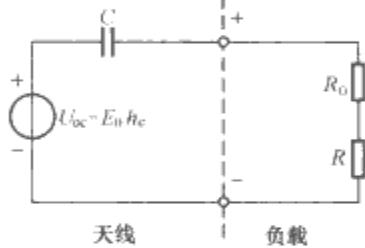


图 7.5-28 电场传感器及其戴维宁等效电路

图中，传感器的开路电压 U_{oc} 由入射电场 E_i 和天线的等效高度 h_e 确定，即

$$U_{oc} = E_0 h_e \tag{7.5-21}$$

表 7.5-2 给出几种用于纳秒脉冲电场测量的天线等效面积、等效高度和阻抗参数。

表 7.5-2 几种用于电场测量的电小天线参数

| 天线类型 | h_e | A_{eq} | 等效电容 | 使用条件 | 图示 |
|------|-------|--------------------------------|---------------------------------------|-----------|----|
| 平行圆板 | d | πr^2 | $\epsilon\pi r^2/d$ | $r \gg d$ | |
| 偶极子 | h | $\frac{\pi h^2}{\ln(h/a) - 1}$ | $\frac{\epsilon\pi h}{\ln(h/a) - 1}$ | $h \gg a$ | |
| 单极子 | $h/2$ | $\frac{\pi h^2}{\ln(h/a) - 1}$ | $\frac{2\epsilon\pi h}{\ln(h/a) - 1}$ | $h \gg a$ | |

4.2.2 纳秒脉冲电磁场信号的光电测量技术

(1) 基于激光二极管或发光管的有源光纤测量技术。

基于光纤传输的有源电场测量系统原理框图，如图 7.5-29 所示。空间电磁场在接收天线上感应的电信号经调制线性区工作的激光二极管或发光管，把电信号转换为光调制信号，再经光纤传输到测量屏蔽间的光电接收机，转换为电信号，由示波器记录。接收天线选用宽带电小天线。传感器部分的光功率控制单元，可以避免外界环境温度对激光器工作的影响。

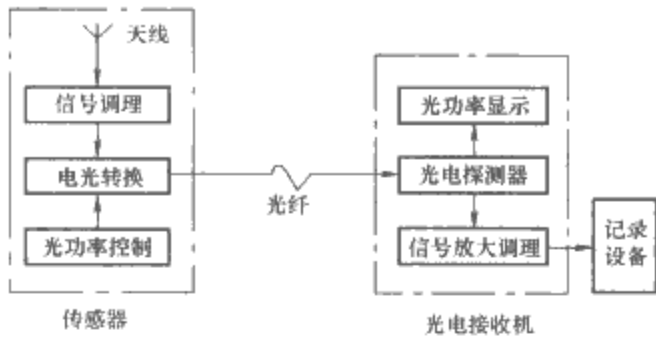


图 7.5-29 有源光纤电场测量系统结构框图

(2) 基于电光效应的无源光纤测量技术。

20 世纪 80 年代以来，应用某些晶体的电光效应原理，国际上先后提出了基于体电光晶体或集成光波导电光调制器的脉冲电场测量系统。

在体电光晶体的两对应截面镀上金属膜，做成电极极板，被测电压接到电光晶体的金属电极上。当激光射入时，首先通过偏振器变为线偏振光， $\lambda/4$ 波片把线偏振光变为圆偏振光，光束进入电光晶体后，由于极板间电场的存在，引起线性电光效应，圆偏振光变为椭圆偏振光，椭圆偏振光的椭圆度与外加电压大小直接相关。椭圆光出射晶体后经过检偏器再入射到光纤中，通过探测此时光纤中的光强推算出外加电压的大小。把天线连接到电光晶体的电极上，就可以进行电磁信号的测试。

基于集成光波导电光调制器的无源电光式测量系统，多是利用 Mach-Zehnder 式强度调制器。它是在铌酸锂单晶衬底上，用微细加工方法制造的钛扩散条形光波导干涉仪，根据光波的工作波长控制波导参数，使其成为只传播基模的单模波导。连续激光注入单模光纤，调节单模光纤偏振控制器，形成线偏振光 P_i ，入射进调制器后，经分束分别进入两段光波导，每一束光均在调制电极下通过。在对称的调制电极上加上调制电压，则两臂中的光波将受到大小相等，符号相反的电场的相位调制，使得两光程中的光波相位差发生了改变，经相位调制的两束光在第二个分支处再汇合进入输出段光波导，并干涉生成强度调制波，其输出光功率 P_o 随感应电压信号 U 按式 (7.5-22) 的函数关系为

$$P_o = P_i \cos^2 \left(\frac{\Delta\varphi}{2} \right) = \frac{P_i}{2} \left[1 + \cos \left(\varphi + \frac{\pi U}{U_\pi} \right) \right] \quad (7.5-22)$$

式中： $\Delta\varphi$ 为光出射时两光束总相位差； φ 为两个干涉臂光程差引起的固有相移； U_π 为调制器的半波电压。

当 φ 为 $\pi/2$ ，且 $U \ll U_\pi$ 时，式 (7.5-22) 变为

$$P_o \approx \frac{P_i}{2} \left(1 + \frac{\pi U}{U_\pi} \right) \quad (7.5-23)$$

因此，光电变换器输出（去除直流分量）与感应电压 U 近似成线性关系，从而通过探测输出光强度就可以获得其幅度、相位信息。

图 7.5-30 为基于集成光波导强度调制器的纳秒脉冲电场测量系统原理框图。由以上分析，已知电小天线为容性天线，集成光波导调制器作为天线负载，采用集总参数电极结

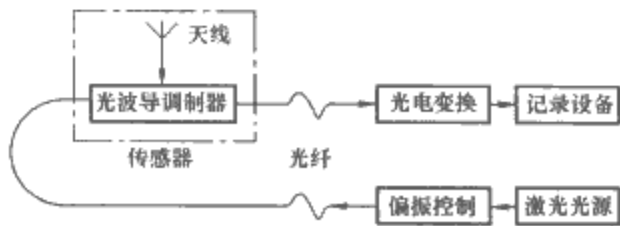


图 7.5-30 基于集成光调制器的纳秒脉冲电场测量系统结构框图

构时，电学上等效为一个小电容 C_L 。传感器的戴维南电学等效电路如图 7.5-31 所示。

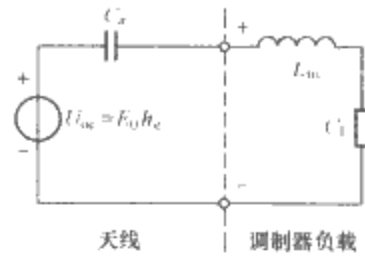


图 7.5-31 无源电光式传感器及戴维南等效电路

图中： C_L 为调制器电容； C_a 为天线电容； h_e 是偶极振子有效长度； L_m 为金属棒天线和调制器电极之间的接触电感（ L_m 相对为一小量，可忽略）。光电变换器输出 $U_r(t)$ 与外加电场 $E_0(t)$ 之间的关系为

$$U_r(t) = \frac{\alpha h_e E_0(t)}{U_\pi (1 + C_L/C_\pi)} \quad (7.5-24)$$

式中： α 为包括光功率大小、光电变换器效率、调制器插入损耗和光纤损耗等在内的转换系数。

$U_r(t)$ 可再现入射电场波形，从而实现对入射纳秒脉冲电场信号波形和幅度的测量。

4.3 纳秒脉冲磁场测量技术

对于平面电磁波，磁场 $H=E/Z_0$ 。但在近场测量应用场合，这一关系并不满足，因此还需要有纳秒脉冲磁场测量系统。

4.3.1 常用磁场传感器的天线结构及分析

自由空间的磁场传感器及其戴维南等效电路如图 7.5-32 所示。对于环天线，时变磁通 Φ 穿过环天线，并进而在负载电阻上感应出电压，通过测试这一电压来得到外界磁场。当瞬态激励磁场波形的上升时间比环的过渡时间长很多时，环路的戴维南开路电压源可以表示为

$$U_{oc}(t) = \frac{\partial \Phi(t)}{\partial t} = A_{eq} \frac{\partial [z \cdot B_0(t)]}{\partial t} \quad (7.5-25)$$

式中： $B_0(t)$ 是交链环路的磁通密度； A_{eq} 是传感器天线的

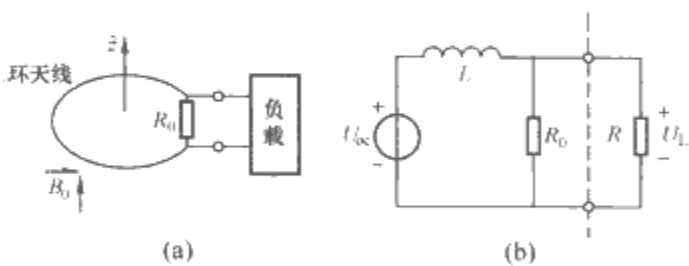


图 7.5-32 磁场传感器及其戴维南等效电路

(a) 磁场传感器；(b) 戴维南等效电路

等效面积。对应到频域，上式变为

$$\begin{aligned} U_{oc}(\omega) &= j\omega \tilde{\Phi}(\omega) = A_{eq} j\omega [z \cdot \tilde{B}_0(\omega)] \\ &= A_{eq} j\omega \mu_0 [z \cdot \tilde{H}_0(\omega)] \end{aligned} \quad (7.5-26)$$

式中： μ_0 为自由空间磁导率。

考虑到跨接测量环路的分流电阻 R_0 ，环路的总负载电阻 R_t 是分流电阻 R_0 和电阻 R 的并联，计算式为

$$R_t = \frac{RR_0}{R+R_0} \quad (7.5-27)$$

传感器的测量电压为

$$\begin{aligned} \tilde{U}_L(\omega) &= \frac{\tilde{U}_{oc}}{1 + j\omega L/R_t} = \frac{j\omega A_{eq} \tilde{B}_0(\omega)}{1 + j\omega L/R_t} \\ &= \frac{A_{eq}}{\tau_{RL}} \frac{j\omega \tau_{RL}}{1 + j\omega \tau_{RL}} \tilde{B}_0(\omega) \end{aligned}$$

$$= \tilde{T}_{\text{sensor}} \tilde{B}_0(f) \tag{7.5-28}$$
$$\tau_{RL} = L/R_t(f) = L(R+R_0)/(RR_0)$$

式中： τ_{RL} 为时间常数。

(1) 微分磁场传感器。磁场天线一般为小环天线结构，根据负载特性，其转折频率较高，因此多数磁场传感器测量的是外界激励磁场的时变化率，称作 $B\text{-dot}$ 传感器。若满足条件 $1/\tau_{RL} = R_t/L \gg \pi f_{\text{max}}$ ，传感器响应在频域可以近似为

$$\tilde{U}_L(\omega) \approx j\omega A_{\text{eq}} \tilde{B}_0(\omega) \tag{7.5-29}$$

在时域，表达式为

$$U_L(t) \approx A_{\text{eq}} \frac{\partial}{\partial t} B_0(t) \tag{7.5-30}$$

由于要满足条件 $R_t/L \gg 2\pi f_{\text{max}}$ ，因此可去掉分流电阻。在表述磁场传感器性能时，当负载电阻为标称 100Ω 时，多使用等效面积 A_{eq} 和最大工作带宽 $f_{\text{max}} = R/(2\pi L)$ 。

(2) 直接磁场传感器。通过选择适当的环天线负载，可设计出直接响应磁场的传感器。满足 $1/\tau_{RL} = R_t/L \ll 2\pi f_{\text{min}}$ 时 (f_{min} 为待测信号频谱的下限频率)，负载电压为

$$\tilde{U}_L(\omega) = \frac{A_{\text{eq}}}{\tau_{RL}} \tilde{B}_0(\omega) = \frac{A_{\text{eq}} \mu_0}{\tau_{RL}} \tilde{H}_0(\omega) \tag{7.5-31}$$

如果设计环天线的负载电阻 R_0 近似为短路，就可满足 $1/\tau_{RL}$ 值很小的要求，但测量到的电压幅值也相应降低。因此，设计时必须在最小截止频率和测量电压大小之间进行折中处理。

表 7.5-5 给出几种用于纳秒脉冲磁场测量的天线等效高度、等效面积和阻抗参数。

表 7.5-3 几种用于纳秒脉冲磁场测量的天线参数

| 天线类型 | h_e | A_{eq} | 等效电感 | 使用条件 | 图示 |
|------|---------------------------------|-----------------|---------------------|-----------|----|
| 小环 | $\frac{\pi b}{\ln(b/a)}$ | πb^2 | $\mu b \ln(8b/a-2)$ | $b \gg a$ | |
| 屏蔽环 | $\frac{\pi b^2}{a \ln(8b/a-2)}$ | πb^2 | $\mu b \ln(8b/a-2)$ | $b \gg a$ | |
| 柱面环 | h | πb^2 | $\mu \pi b^2/h$ | $b \gg a$ | |

4.3.2 磁场测量的光电技术

纳秒脉冲磁场的光电测量与电场测量类似，也有两种主要方式：第一种方式是首先用磁场天线感应接收纳秒脉冲磁场信号，对接收到的电压或电流信号调理后，再利用光纤传输信号；第二种方式是采用磁光调制技术，它主要是利用某些介质具有的法拉第旋转效应原理，使一束线偏振光在外加磁场作用下的介质中传播时，其偏振方向发生旋转，旋转角度 θ 的大小与沿光束方向的磁场强度 H 和光在介质中传播的长度 l 之积成正比，即

$$\theta = VHl \tag{7.5-32}$$

式中： V 为 Verdet 常数，表示在单位磁场强度下线偏振光通过单位长度的磁光介质后偏振方向旋转的角度。

基于磁光调制技术测量磁场，有体磁光调制器和磁光波

导调制器等途径。但是由于磁光介质材料很难做到高磁光灵敏度和快时间响应，因此其应用受到很大局限。

4.4 纳秒脉冲电磁场测量中的信号调理

完整实现对纳秒脉冲电磁场信号的测量，还应包括信号调理、传输和记录单元。信号的调理主要包括对测量信号的衰减和放大、平衡-不平衡信号的转换、对测量到的微分信号的积分处理以及匹配与分路等。

传感器偶极天线为双端对称的平衡结构，其输出信号是差动信号，这有利于抑制共模干扰，增强抗干扰能力，但是在信号的传输和记录单元，一般是单端输入的，如果直接将偶极天线与同轴电缆相连，天线感应的部分电流就会流入电缆的屏蔽层，进而流入测量设备的外壳并耦合进入电源线和地线中，造成不可预测的结果，因此需要进行平衡-不平衡单元来实现双端转换到单端，这个部件通常称为巴伦 (Bal-un)。巴伦实质上是一个匹配变换器，把传感器的输出信号匹配到同轴电缆上，同时还具有抑制共模信号干扰的功能。

巴伦可以阻止电流流入同轴电缆的外屏蔽层，保持天线和馈线电流的平衡。同样地，它允许差模电流自由流动，而又抑制共模电流流向传输线结构。对于瞬态纳秒信号测量，巴伦必须是宽带的，以保持被测电磁场信号波形的完整性。

在有源传感器设计中，通过电路设计实现阻抗和平衡变换也是经常采用的方式，譬如可以设计差动放大器实现阻抗和平衡转换，把偶极天线感应的信号连接到差动放大器的两个输入端。

5 纳秒脉冲信号传输与记录系统

5.1 电缆传输系统

纳秒脉冲的测量除了配备各种测量探头，还需要传输和记录系统。由于被测信号的前沿已经快到几纳秒或亚纳秒级，具有很宽的频谱，为了在信号传输和记录过程中不失真，获得真实的信号，传输系统常采用同轴电缆或经光电转换后采用光纤传输。

信号传输过程中的距离或长或短、系统中的节点或多或少、对信号的幅值要进行放大或者衰减、信号需要分路或者叠加，所以传输系统需要对电缆、节点、分路、叠加、放大、衰减等器件进行分析、处理和补偿。

5.1.1 同轴电缆的特性

在同轴电缆中，信号是以电磁波的方式向前传播，当信号的波长小于同轴电缆的平均周长时，电缆中传输的不仅有横波，还会出现高次谐波，所以同轴电缆平均周长对应的信号波长就作为同轴电缆传输信号的上限频率，传输系统选用电缆时要考虑到电缆的截止频率。用电缆参数表示的截止频率为

$$f = \frac{19.1}{(d+D)\sqrt{\epsilon_r}} \tag{7.5-33}$$

式中： d 为电缆内导体半径； D 为外导体半径。

5.1.2 同轴电缆的脉冲响应

给同轴电缆输入一个 δ 脉冲后，只考虑导线的电阻性损耗的情况下，应用褶积计算求得同轴电缆的响应函数为

$$g(t) = \sqrt{\frac{\tau}{\pi}} \left(\frac{1}{t}\right)^{\frac{3}{2}} e^{-\frac{\tau}{t}} \tag{7.5-34}$$

式中的 τ 值可以从电缆的 R 、 C 、 L 和频率 f 计算，也可在给定频率 f (单位为 MHz) 的情况下，根据测得的电缆衰减 A (单位为 dB) 计算，计算式为

$$\tau = \left(\frac{1.055A^2}{f} \right) \quad (7.5-35)$$

两种不同信号的电缆串接时,串接后电缆的响应函数为

$$g(t) = g_1(t)g_2(t) \quad (7.5-36)$$

对于几种不同型号电缆串接时,总的 τ 是每根电缆 τ 值平方根之和的平方,即

$$\tau = \left(\sum \tau_i^{\frac{1}{2}} \right)^2 \quad (7.5-37)$$

典型的指数上升波经过电缆传输后,其输入和终端上的输出波形为

$$F(t) = I_0 e^{\lambda t} \quad (7.5-38)$$

$$H(t) = \int_0^{\infty} g(t')F(t-t')dt = I_0 e^{\lambda t} e^{-2\sqrt{\lambda \tau}} \quad (7.5-39)$$

λ 不随时间变化时,信号通过同轴电缆后,信号形状没有改变,仅幅值减小了,衰减因子为 $e^{-2\sqrt{\lambda \tau}}$ 。

5.1.3 传输系统的匹配

对在波阻抗为 Z 的电缆传输信号进行 n 路分路时,分路器的分路串接电阻 R 为

$$R = \frac{n-1}{n+1}Z \quad (7.5-40)$$

典型三分电路如图 7.5-33 所示。

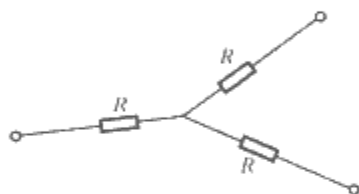


图 7.5-33 三分路

对信号进行衰减时,应采用对称衰减器,典型的对称衰减器如图 7.5-34 所示。衰减器各个电阻的阻值为

$$R_1 = Z \left(\frac{k-1}{k+1} \right), R_2 = Z \left(\frac{k+1}{k-1} \right), R_3 = Z \left(\frac{k^2-1}{2k} \right) \quad (7.5-41)$$

$$R_4 = Z \left(\frac{2k}{k^2-1} \right), R_5 = Z(k-1), R_6 = Z \left(\frac{1}{k-1} \right) \quad (7.5-42)$$

式中: k 为衰减倍数; Z 为电缆特性阻抗。

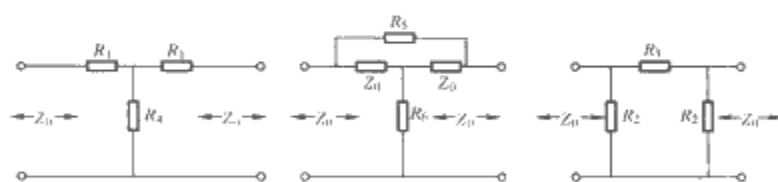


图 7.5-34 对称衰减器

5.1.4 同轴电缆传输系统的硬件补偿

实际的同轴电缆不仅有导体损耗,也有介质损耗,其幅度衰减 $A(\omega)$ 是频率 ω 的函数,呈现低通滤波器的性质,具有一定的带宽。根据同轴电缆具有低通滤波器的特点,我们可以在传输系统中引入一个高通滤波器,在一定的频率范围内将电缆的频率响应拉平,这就是电缆补偿的基本原理。

定义同轴电缆传输特性的衰减函数为

$$G(\omega) = A(\omega)e^{-j\varphi(\omega)} \quad (7.5-43)$$

式中: $A(\omega)$ 是同轴电缆的幅度衰减函数; $\varphi(\omega)$ 是相位移。

补偿网络的传输特性为

$$E(\omega) = A_e(\omega)e^{-j\varphi_e(\omega)} \quad (7.5-44)$$

一个传输网络只有当其幅度衰减不随频率变化,相位移与频率成正比,才能不畸变地传输信号。补偿结果的数学表述为

$$A(\omega)A_e(\omega) = \text{常数} \quad (7.5-45)$$

$$\varphi(\omega) + \varphi_e(\omega) \propto \omega \quad (7.5-46)$$

在电缆补偿网络中设置一些极零对,并使极点频率比零点频率高,那么,这个网络就是高通型网络。通过设计和调整极零对的个数和各极零对极点、零点的频率,使补偿网络的特性满足电缆补偿的要求如图 7.5-35 所示。

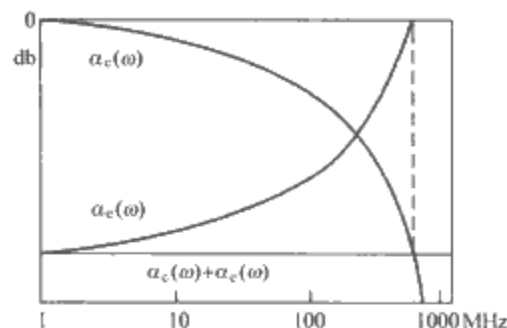


图 7.5-35 电缆补偿原理示意图

5.1.5 同轴电缆传输系统的软件补偿

同轴电缆软件补偿的关键之一是数学模型,解传输线方程可得到电缆输入端信号 U_{in} 与输出端信号 U_{out} 的关系表达式

$$U_{in} = U_{out} + \int_0^x K_1(t-\tau) \frac{dU_{out}}{d\tau} d\tau + \frac{1}{2} \left(\frac{\alpha x}{2Z_0} \right)^2 \frac{d^2 U_{out}}{d\tau^2} d\tau + \int_0^x K_2(t-\tau) \frac{d^2 U_{out}}{d\tau^2} d\tau + \frac{1}{24} \left(\frac{\alpha x}{2Z_0} \right)^4 \frac{d^4 U_{out}}{d\tau^4} d\tau + \dots \quad (7.5-47)$$

式中: x 是电缆长度; α 是电缆常数,表示在某个频率上的电阻性损耗。

取上式的前 5 项,并获得实际电缆的长度和实际参数后,就可以编制计算机软件直接进行数值运算。

5.2 光纤传输系统

光纤传输系统主要由光发射机和光接收机组成。光发射机首先把电信号转换为光信号,通过光纤传输一定的距离后,再由光接收机把光信号变换为电信号,如图 7.5-36 所示。

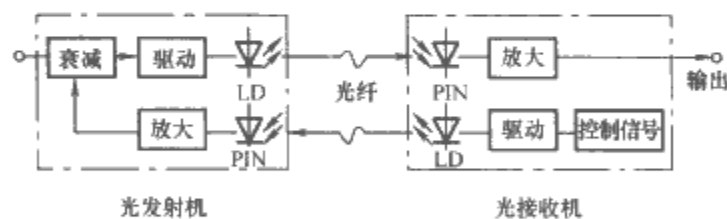


图 7.5-36 光纤传输系统原理框图

在光发射机部分,电信号经信号调理(阻抗变换、衰减或积分等)后转换为光调制信号,经光纤传出去。发射机还可以包括控制单元,接收光纤控制通路传过来的控制信号,调整信号调理部分的衰减倍数等。在光接收机部分,把接收到的光信号转换为电信号,由示波器记录。在光发射机部分一般设计有光功率自动稳定电路,在光接收机部分设计有静态光功率显示功能电路。

光纤传输系统可以保证传输的信号不受强电磁场环境的干扰,也不会对外界引入电磁干扰,提供了设备之间的电隔离,避免了电缆进入设备内部时引入不必要的电磁耦合路径。在长距离传输信号时,光纤传输还具有损耗衰减小、频带宽的特点。因此,在脉冲功率技术领域中,对于强电磁干扰背景、频带宽的信号传输,光纤传输系统是一种比较理想的传输介质。

光纤远距离传输中也需要考虑其损耗,产生损耗主要原

因有纤芯和包层材料的吸收损耗,包括石英材料的本征吸收和杂质吸收;纤芯和包层材料的色散损耗,包括瑞利散射、在强光场作用下诱发的喇曼散射和受激布里渊散射;由于光纤表面畸变或粗糙所产生的波导散射和外套散射。

5.3 记录设备

纳秒脉冲信号一般是单次或者重复频率较低的连续信号。常用的记录设备有示波器、单次数字化仪、条纹相机等。纳秒脉冲信号的记录需要采用宽带示波器,根据待测信号的上升前沿决定对示波器带宽的要求。

数字示波器与模拟示波器的基本原理不同,也就有了许多不同于模拟示波器的概念。与纳秒脉冲记录相关的主要概念有:

(1) 最高实时采样率,是指单位时间内示波器所能采集的最大数据量,对单次脉冲信号进行采样的最高实际速率将直接体现数字示波器的单次采样带宽。

(2) 实时带宽。模拟示波器的带宽是指输入衰减器与垂直放大器带宽的综合。数字示波器的带宽不仅要考虑输入衰减器和放大器,还要考虑采样率的限制。实时带宽表征示波器在对单次信号采集过程中对输入波形采集到足够的数据点,只要采样率足够就可以达到足够的带宽。实际上受输入通道模拟带宽的限制,实时带宽小于模拟带宽。

在纳秒脉冲信号测量中,示波器的带宽应至少大于信号特征频率的两倍。对于模拟示波器,示波器的带宽和其阶跃响应的10%~90%上升时间近似满足 $f_{\max} t_r = 0.35$ 。数字示波器在脉冲前沿上所能采集到的点数将对波形重现的精度带来极大的影响。用三个采样点构建一个脉冲的前沿是最低的要求,即 $F = 9f_{\max}$ 。实验证明,对于实验数据要求高、波形细节要求准确的测试场合,要求采样率要大于被测信号特征频率的20倍,即在波形前沿上至少有5个数据点。

典型的宽带模拟示波器生产商有美国泰克公司和惠普公司等。泰克公司的7000系列模拟示波器是一代典型产品,其中的7104示波器达到了1GHz的带宽,是世界上模拟示波器中带宽最宽的。用于纳秒脉冲信号记录的典型数字示波器有美国泰克公司的TDS系列示波器,目前已发展到TDS-200、300、400、500、600、700、800系列以及TDS-3000等多个档次的数十种仪器。

6 测量系统的标定技术

高电压、强电流测量系统的标定工作主要给出测量系统的灵敏度和时间响应的具体量值。一般不可能采用与被测参数相同的高电压或大电流源,只能通过外推法对系统进行标定。无畸变地将标定源脉冲引入到待标定系统输入侧和真实地模拟待标定系统的分布参数是标定工作中的主要技术难点。

脉冲电压、电流测量系统的标定,是将已知电压、电流信号输入测量系统后,通过测量输出信号来推知系统的传递特性,或用已知传递特性的标准系统在同一脉冲电压或电流源上刻度待标定的系统。标定可分为波形标量法和频率标量法两种。频率标定法采用单频信号源进行,逐点测量不同频率下被标定系统的传递特性参数(分压比、灵敏度等)并绘制成频率响应曲线。波形标定法通常采用前沿和宽度适当的方波信号源进行,通过输出波形的参数推知测量系统的性能。波形标定法能够直观地反映测量系统的性能,并且适合强信号标定,而频率标定法适用于弱信号标定。脉冲功率技术中一般都采用波形标定法。

6.1 高压快沿方波脉冲标定源

西北核技术研究所研制的一种Blumlein型高压快沿方波脉冲源的定性参数为上升时间小于1ns,幅值10kV,脉冲宽度为几纳秒至几十纳秒。它采用薄膜开关实现了高电压和快前沿的结合,很适合进行纳秒级高电压、大电流测量系统的方波响应标定。

该脉冲源的原理、薄膜开关结构和输出波形示意图如图7.5-37~图7.5-39所示。

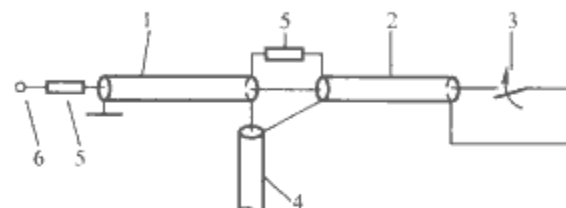


图 7.5-37 Blumlein 型高压快沿方波脉冲源原理图

1、2—充电电缆; 3—薄膜开关; 4 输出电缆;
5—充电电阻; 6—高压端

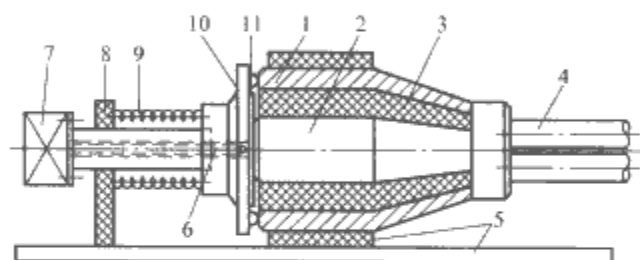


图 7.5-38 薄膜开关结构

1—接地同轴外导体; 2—同轴内导体; 3—绝缘体; 4 充电电缆;
5—绝缘体; 6—触发电极; 7—电磁铁; 8—绝缘体;
9—弹簧; 10 地电极; 11—绝缘膜

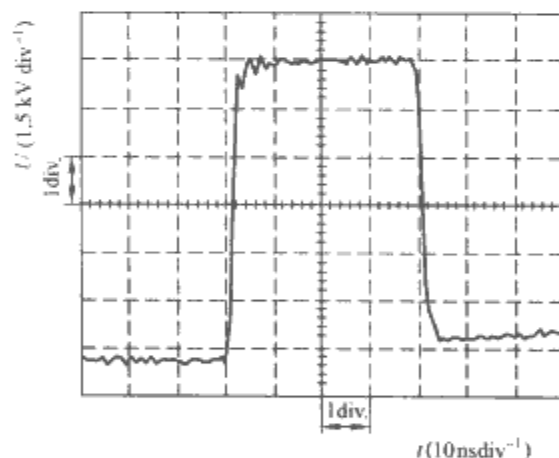


图 7.5-39 Blumlein 型高压快沿方波脉冲源输出波形 (充电电压 10kV)

6.2 馈送快沿电压、电流脉冲的方法

6.2.1 “桥式”快脉冲电压馈送电路

电阻分压器的形状有多种,如棒形、同轴形等,其高压端与接地端的跨度很大,“桥式”脉冲馈送电路能够以较少的畸变将同轴电缆输出的亚纳秒级前沿方波脉冲馈送给一个棒形电阻分压器。脉冲馈送电路的原理结构如图7.5-40所示。方波脉冲源输出电缆末端接有一个匹配电阻 R_0 ,从该电阻两端引出两根普通裸导线,其中一根导线的末端串接两个200Ω电阻,另一根导线末端接地。另两根导线做对称连接,未接电阻的导线接电缆外皮。在两个200Ω电阻的连接点与对侧导线接地点之间接入待标定的电阻分压器,就形成了“桥式”脉冲馈送电路。

“桥式”脉冲馈送电路的波阻抗随导线的夹角、直径和

长度变化不是很大。在两个 200Ω 电阻之间的电阻分压器上得到幅值为脉冲源输出电压 1/2 稍低 (47%) 的规则脉冲而不会造成明显的电磁波的多次反射或过冲。

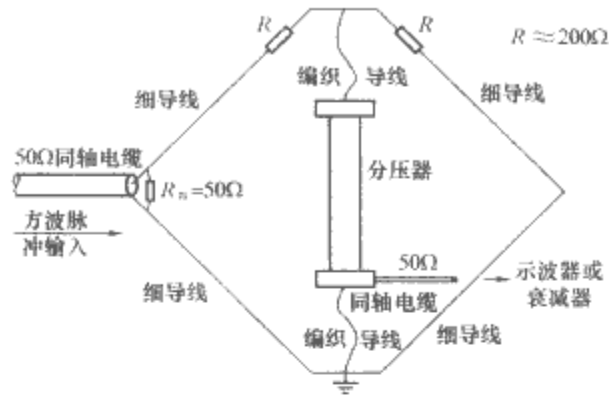


图 7.5-40 “桥式”快脉冲馈送电路的原理结构

电阻分压器或者衰减器的总电阻应大于最高频率相应的连线感抗的 3 倍以上,以避免连线电感对脉冲上升时间的影响。该适用于馈送前沿和宽度分别不小于 1ns 和 10ns 的方波脉冲。

6.2.2 向传输线馈送快脉冲电压的电路

图 7.5-41 为向传输线馈送快脉冲电压的电路,以标定安装在传输线内的分压器和线圈,适用于前沿和顶宽分别不小于 1ns 和 10ns 的方波脉冲馈送。

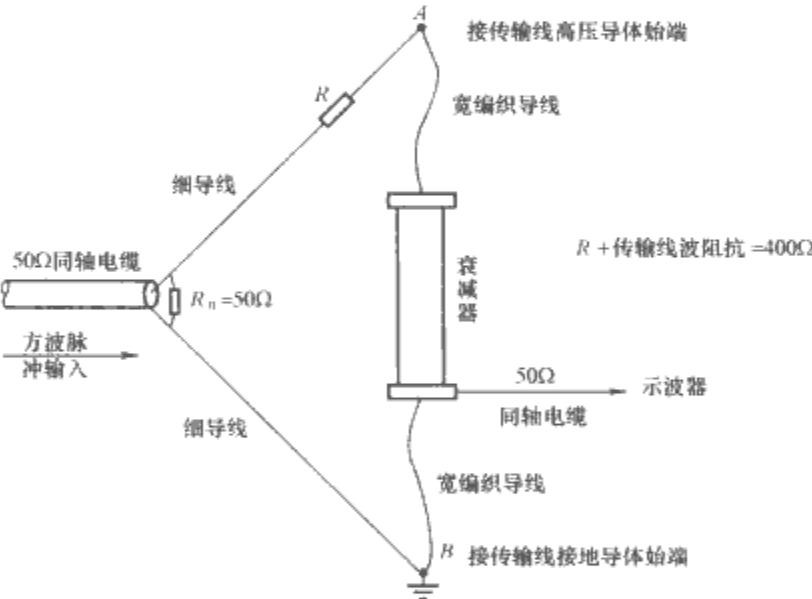


图 7.5-41 向传输线馈送快前沿方波

6.2.3 盒式快脉冲电流馈送器

盒式快脉冲电流馈送器是一小段有回流端面的空心同轴传输线,其结构示意图如图 7.5-42 所示。待标定的线圈置于盒内,在盒的输出端口接高压衰减器监测输入脉冲,盒的外径取 50cm 以内为宜,内导体直径为厘米级。

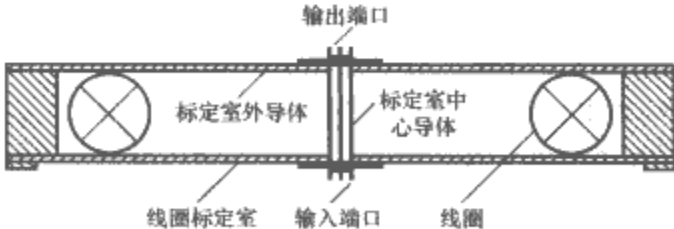


图 7.5-42 盒式快脉冲电流馈送器结构示意图 (纵剖面)

6.3 标定规范

建立必要的标准或规范,统一标定的方法、电路、参数、程序等,使被标定的测量系统和标定的结果具有可比较

性、可溯源性,从而提高标定和实测结果的可信程度。

6.3.1 方波的定义

对方波脉冲的波形定义为

$$f_1(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ \frac{1 - \cos \omega_0 t}{2} & 0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega_0} \\ 1 & \frac{\pi}{\omega_0} < t \leq T + \frac{\pi}{\omega_0}, T \geq 2\pi/\omega_0 \\ \frac{1 - \cos \omega_0 (t - T)}{2} & T + \frac{\pi}{\omega_0} < t \leq T + \frac{2\pi}{\omega_0} \\ 0 & t > T + \frac{2\pi}{\omega_0} \end{cases} \quad (7.5-48)$$

式中: ω_0 和 T 分别为确定的圆频率和时间参数,如图 7.5-43 所示。

该方波脉冲的归一化幅频特性为

$$A(\omega) = \left| \frac{1}{\frac{\pi}{2} + \frac{\omega_0 T}{2}} \frac{1}{\frac{\omega}{\omega_0}} \left[\frac{1}{1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2} - 1 \right] \cos\left(\frac{\pi \omega}{2 \omega_0}\right) \sin\left[\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\omega_0 T}{2}\right) \frac{\omega}{\omega_0}\right] \right| \quad (7.5-49)$$

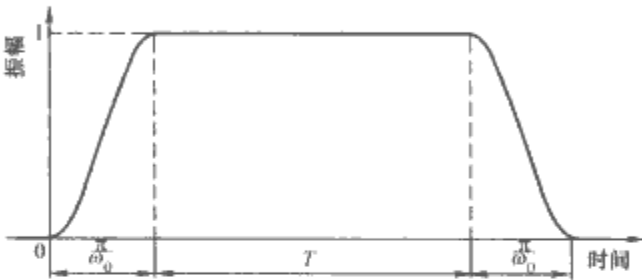


图 7.5-43 方波波形定义 (取 $T=3\pi/\omega_0$)

其图形如图 7.5-44 所示。记 $\omega_0 = 2\pi f_0$ 及 $\omega = 2\pi f$, 则当 $f/f_0 = 3, 5, 7, \dots$ 或 $(1 + 2f_0 T) \frac{f}{f_0} = 2, 4, 6, \dots$, 时 $A(\omega) = 0$ 。

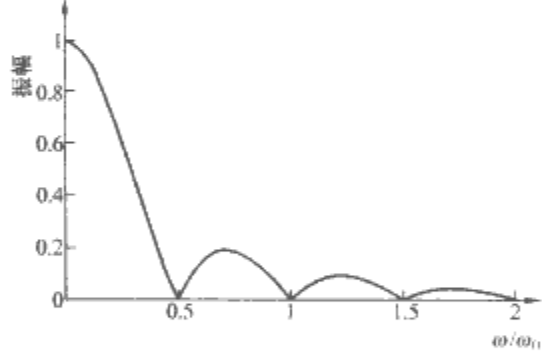


图 7.5-44 定义方波的幅频特性 (取 $T=3\pi/\omega_0$)

6.3.2 标定用方波参数的确定

标定方波的前沿不大于被测脉冲前沿的 1/3, 其顶宽 T 不小于按下式确定的值

$$\frac{f_{97}}{f_0} = 1.8 (1 + f_0 T)^{-0.6} - 0.06 \quad 1 \leq f_0 T \leq 50 \quad (7.5-50)$$

式中: f_{97} 是被测脉冲包含 97% 能量的频段的上限,可由被测脉冲波形进行傅里叶变换计算得到。

对于前沿和顶宽分别不小于 1ns 和 10ns 的情况,主要有上述三种脉冲馈送方法;对于前沿和顶宽更小的情况,则使用过渡传输线馈送。

6.4 纳秒电磁场测量系统的标定技术

标定应该是针对整个纳秒脉冲电磁场测量系统 (通道),把整个测量系统看作一个整体,进行标定;或是建立一个标定模型,包括传感器、衰减器、滤波器、积分器、传输系统和记录系统等元器件,然后对每一个元器件分别进行标定,最后根据每一个单元的标定数据和相互关系,确定整个测量

系统（通道）的标定函数。传感器作为整个测量系统的核心部分，目前主要有标准场方法和标准天线方法这两种途径来得到其工作性能参数。

6.4.1 基于 TEM/GTEM 小室的标准场标定技术

(1) 标准场环境的产生。对整个测量系统的标定，最直接的方法是把传感器放置在标准场环境下检验其工作性能。关键在于如何得到标准场环境，比较成熟的方法是利用 TEM 小室或 GTEM 小室，由其几何结构和馈入到小室的射频功率计算出标准场。TEM 小室产生的标准场分布相对均匀，但是其高频上限与小室体积成反比，频率响应一般在几百兆赫以下。GTEM 小室响应频率可以做得很高，到十几吉赫范围，制作工艺相对复杂，常用于频率响应较高的探头标定。以 TEM 小室为例，其结构如图 7.5-45 所示，上下两个半空间均可以进行传感器标定，但电场极性相反。GTEM 小室的应用与此类似。

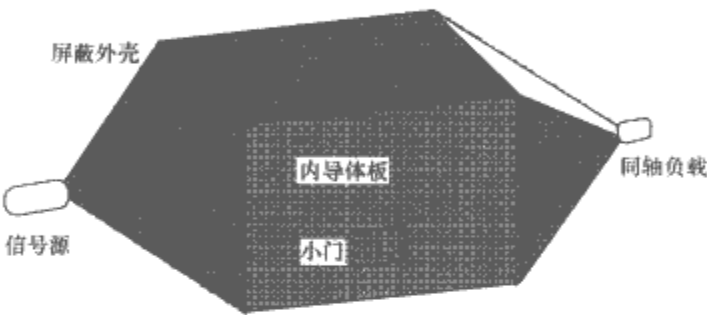


图 7.5-45 TEM 小室结构示意图
TEM 小室内具体位置处的场强大小计算式为

$$E(t) = k \frac{u(t)}{h} \tag{7.5-51}$$

式中： h 为小室半空间高度； $u(t)$ 为脉冲激励源的输出电压； k 为场强修正系数，可以通过场分布的计算曲线得到。

场标定设备主要包括信号源（CW 信号源、网络分析仪、脉冲发生器、随机噪声发生器等）、功率放大器、TEM 小室、负载、记录设备（频谱仪、网络分析仪、数字示波器等）和标准场强计等。标定系统组成示于图 7.5-46。

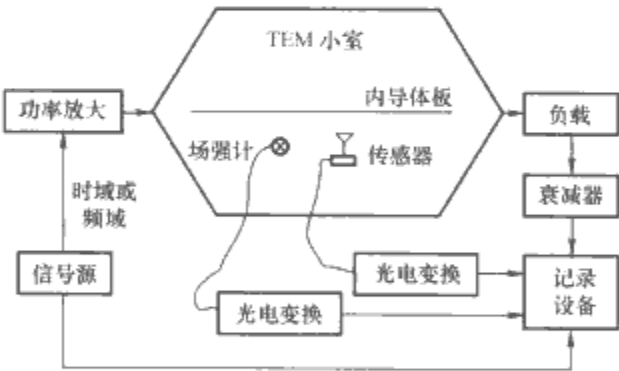


图 7.5-46 标定系统配置

(2) 标定参数与标定方法。对于频域标定，主要设备包括扫频信号源、功率放大器 TEM 小室、负载、数字示波器和标准场强计。首先需要产生扫频电磁场，调节扫频信号源的输出信号幅值和功率放大增益，监测馈入到小室内的功率或电压大小，经过计算得到传感器所处位置处的场强大小，与测量系统输出的幅值之比，为在该频点上的传输比，分别测试不同频率的传输比，就可以绘出幅频响应曲线，确定-3dB 带宽。

另外一种标定方法需要使用标准传感器。把标准场强计放置在传感器相同位置处，同时监测相同条件下的场强幅值和波形。若标准传感器具有理想的频率响应（比待标定传感器频率响应宽得多），可以直接将传感器输出与场强计输出相比，得到传感器的幅频响应。测试时的注意点是：①测试相同的场分量；②体积大致相当，传感器散射对场分布的扰动相当；③位置相当，因为小室内不同位置处的场不同。这样测试得到的幅值为考虑到信号源、TEM 小室、记录设备等各种因素影响的真实值。

对于时域脉冲响应标定，需要使用高压纳秒脉冲信号源、TEM 小室、负载和数字示波器。此时，TEM 小室馈源接口和负载应该能够满足一定的耐压绝缘要求。

除了幅频响应、传输比，还可以标定以下几种常用参数：①线性度。逐步增加场强幅值，测试输出电压，绘出响应曲线，确定线性范围。②动态范围。在满足线性响应的前提下，最小响应场强到最大可测场强的范围，通常换算为单位 dB 来表征。③最高灵敏度。传感器可以探测的最小场强。

受 TEM 小室馈入功率的限制，TEM 小室内的峰值场强不可能很大，对于大幅度的传输比、线性、动态范围标定，可以在小型有界波电磁脉冲模拟器中进行。

6.4.2 标准天线标定技术

在某些情况下，采用解析方法也可以得到传感器的标定函数。比如，对于特定形状的导体（如球体或椭球体），通过求解经典的散射问题，能够推导出开路电压和输入阻抗的解析表达式。虽然这些求解相当复杂且有很强的频率依赖性，但是如果传感器天线满足电小条件，可以证明传感器的电压可以用解析方程表述，而且等效高度也可以给出闭式解。这种方法称为标准天线方法，在负载确定的条件下，确定传感器工作性能参数如灵敏度时，所要做的仅仅是测量它的尺度。

这种标定方法简单实用，常用于 B-dot 和 D-dot 等类型的传感器。

参 考 文 献

- [1] 曾正中. 实用脉冲功率技术引论. 西安: 陕西科学技术出版社, 2003.
- [2] 刘锡三. 高功率脉冲技术. 北京: 国防工业出版社, 2005.
- [3] 邱爱慈. 脉冲 X 射线模拟源技术的发展. 中国工程科学, 2000, 2(9): 24~28.
- [4] Γ A 米夏兹. 真空放电物理和高功率脉冲技术. 李国政译. 北京: 国防工业出版社, 2006.
- [5] T. H. Martin, A. H. Guenther and M. Kristiansen. J. C. Martin on pulsed power [M], Plenum, New York, 1996.
- [6] M. A. Liberman, J. S. De Groot, A. Torr and R. B. Spielman. 高密度 Z 箍缩等离子体物理. 孙承纬译. 北京: 国防工业出版社, 2003.
- [7] P. D. Ryutov, M. S. Derzon and M. K. Matzen. The physics of fast Z pinches. SAND98-16325, 1999.
- [8] 中国军事百科全书: 第 5 卷, 科学技术. 北京: 军事科学出版社, 1997.
- [9] Department of Defense Interface Standard-Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment, MIL-STD-461E, 20 August 1999, p137.
- [10] Charles Gilman, S. K. Lam, J. T. Naff, et al. Design and Performance of the FEMP-2000: A Fast Risettime, IEEE 12th International Pulse Power Conference, 1999, 1437~1440.
- [11] 丁伯南, 刘承俊, 石金水. 中国科学技术前沿. 第 9 卷, 直线感应加速器的发展. 第 1 版. 北京: 高等教育出版社, 2006.
- [12] John Maenchen. Pulsed-power-driven Advanced Radiographic Technologies. SAND2004-01369, 2004.
- [13] 李传胪. 新概念武器. 北京: 国防工业出版社, 1999.
- [14] Robert J. Barker, Edi Schamiloglu. 高功率微波源与技术. 《高功率微波源与技术》翻译组, 译. 北京: 清华大学出版社, 2005.
- [15] 赵渭江, 颜莎, 韩宝玺等. 强脉冲离子束与新材料工艺. 原子核物理评论, 1998, 15(2): 97~101.
- [16] 赵渭江, 颜莎, 乐小云等. 强脉冲离子注入中的脉冲能量效应研究. 核技术, 2000, 23(10): 689~696.
- [17] D. Goerz, T. Ferreira, D. Nelson, R. Speer, M. Wilson. An Ultra-compact Marx-type High-voltage Generator. Proceedings of 13th IEEE International Pulsed Power Conference, Las Vegas, Nevada USA, 2001.
- [18] Monjaux P, Huet D, et al. Syrinx project: First results with a 640kJ LTD accelerator. Proceedings of 11th IEEE International Pulsed Power Conference, 1997, 687-697.
- [19] 孙凤举. 模块化高功率亚微秒脉冲直线型变压器驱动源. [学位论文]. 西安: 西安交通大学, 2002.
- [20] A A Kim, A N Bastrikov, B M kovalchuk, et al. 100GW fast LTD stages. Proceedings of 13th International Symposium on High Current Electronics, 2004, 06, 24~29, Russia Tomsk, p141-144.
- [21] 陈冬群. 动态级联型螺线管爆磁压缩发生器研究. 学位论文. 长沙: 国防科技大学, 2005 年.
- [22] David Johnson, Robert Altes, Vernon Bailey, et al. RITS-6, a 10 MV inductive voltage adder accelerator. Proceeding of 13th International Symposium on High Current Electronics, P115-119, 2004.
- [23] D Weidenheimer, P Corcoran, R Altes, I Smith, et al. Design of a Driver for the Cygnus X-ray Source. Proceedings of 13th IEEE International Pulsed Power Conference, Las Vegas, Nevada USA, 2001.
- [24] W. A. Stygar, H. C. Ives, T. C. Wagoner et al. Flashover of a vacuum-insulator interface: A statistical model. Physical Review Special Topics-Accelerators and Beams, 2004, 7.
- [25] 樊亚军. 高功率亚纳秒电磁脉冲产生. 学位论文. 西安: 西安交通大学, 2004.
- [26] K. R. Ie and J. M. Gahl. Investigation of a multi-channeling, multigap Marx bank switch. Review of Scientific Instruments, 2004, 75(1): 174-178.
- [27] 苏建仓. 基于 SOS 的高重复频率全固态脉冲功率源技术研究. 学位论文. 西安: 西安交通大学, 2006.
- [28] 丛培天, 蒯斌, 邱爱慈等. 脉冲电压下的自击穿水介质开关击穿特性和电路参数实验研究. 强激光与粒子束, 2005, 17(9): 1414-1418.
- [29] 曾正中, 邱毓昌, 邱爱慈等. 等离子体断路开关的发展. 电工电能新技术, 1998, 17(1): 25.
- [30] 龚兴根. 电爆炸断路开关. 强激光与粒子束, 2002, 14(4): 577-582.
- [31] Thompson, J. R., Coleman, P. L., Crumley, R. J., et al. Plasma opening switch-load coupling on ACE 4. BEAMS '98. Proceedings of the 12th International Conference on High-Power Particle Beams, 1998. 338-341.
- [32] Weihua Jiang, Kiyoshi Yatsui, Ken Takayama, et al. Compact Solid-State Switched Pulsed Power and Its Applications. Proceedings of the IEEE, 2004, 92(7): 1180-1196.
- [33] S. N. Rukin, E. A. Alichkin, S. K. Lyubutin, et al., Ultra High Power Repetitive Solid State DBD-Based Switching. Proceeding of 13th IEEE International Pulsed Power Conference, Las Vegas, Nevada USA, 2001.
- [34] P. Kayasit, R. P. Joshi, N. E. Islam, E. Schamiloglu, and J. Gaudet. J. Appl. Phys, 2001; 89: 1411.
- [35] 刘锡三. 强流粒子束及其应用. 北京: 国防工业出版社, 2007.
- [36] 杨海亮, 邱爱慈, 张嘉生等. “闪光二号”加速器 HPIB 的产生及应用初步结果. 物理学报, 2004, 53(2): 406-412.
- [37] John O' Malley, and Ian Smith, John Maenchen, Gerald Cooperstein. Advances in Pulsed Power-Driven Radiography Systems. Proceedings of the IEEE, 2004, 92(7): 1027.
- [38] Robert J. Comisso, Gerald Cooperstein, David D. Hinshelwood et al. Experimental Evaluation of a Megavolt Rod-Pinch Diode as a Radiography Source. IEEE Transactions on Plasma Science, 2002 (30): 338.
- [39] 邱爱慈, 华欣生等. 我国快 Z 箍缩研究进展. 第七

- 届中国粒子束加速器学术年会文集, 合肥, 2004.
- [40] D. D. Ryutov, M. S. Derzon, M. K. Matzen. The physics of fast Z pinches. *Reviews of Modern Physics*, 2000, 72(1): 167-223.
- [41] T. W. L. Sanford, G. O. Allshoude, B. M. Marder et al. Improved Symmetry Greatly Increases X-Ray Power from Wire-Array Z-Pinches. *Physical Review Letters*, 1996, 77(25): 5063-5066.
- [42] S. Leopoldo. New trends and future perspectives on plasma focus research. *Plasma Physics and Controlled Fusion*, 2005, 47(5A): A361-A381.
- [43] 邱爱慈, 张永民, 黄建军等. 几种诊断高能注量电子束参数的方法. *强激光与粒子束*, 2003, 15 (5): 489-493.
- [44] 杨海亮, 邱爱慈, 李静雅等. 叠片法测量“闪光二号”加速器的高功率离子束能谱. *物理学报* 2004, 54 (9).
- [45] IEC 61000-4-33, Testing and measurement techniques-measurement methods for high power transient parameters, 2004.
- [46] 谢彦召, 焦杰, 郑振兴. 瞬态电磁场测试的无源电光式传感器. *强激光与粒子束*, 1999, 11 (3): 363-366.
- [47] 李宪优等. 同轴电缆远距离传输带宽扩展技术. *宇航计测技术*, 2004, 24 (3): 40.
- [48] 石莉等. 数字示波器的波形测量方法. *宇航计测技术*, 2004, 24 (3): 30.
- [49] 谢彦召, 刘顺坤, 孙蓓云等. 电磁脉冲传感器的时域和频域标定方法及其等效性. *核电子学与探测技术*, 2004, 24 (4): 395-399.

第 8 篇 电气安全技术基础

主编单位：清华大学

主 编：何金良 张 波 曾 嵘

编写人员：何金良(清华大学)

张 波(清华大学)

曾 嵘(清华大学)

陈水明(清华大学)

王小川(清华大学)

许 伟(清华大学)

第 1 章 静电及其防护

1 静电的产生及危害

随着工业技术的发展，高分子材料、微电子技术和电爆装置的广泛应用，静电造成的危害越来越多，也越来越严重。静电放电曾引起了英国 20 万 t 油轮爆炸、美国阿波罗载人宇宙飞船爆炸以及许多的石化企业火灾爆炸事故。另外微电子技术的发展使得各种微电子器件电磁敏感度大大提高，抗过电压能力却有所下降，尤其是微纳米器件和微加工技术的发展，对静电防护问题提出了更高的要求。静电放电形成的宽频带电磁辐射会对各种电子系统造成电磁干扰，所以在各种电子产品的电磁兼容设计中都要考虑静电防护这一要求。静电放电是电磁环境效应的重要组成部分。静电防护问题已经不单纯是静电引起灾害事故和生产障碍的安全性问题，而是包括静电放电形成电磁干扰的系统及系统间的电磁兼容问题；古老的静电学也随之发展成静电工程学和静电防护工程学。

静电放电是一种常见的近场危害源。静电放电过程可形成高电压、强电场、瞬时大电流，其电流波形的上升时间可小于 1ns，并伴随有强电磁辐射形成静电放电电磁脉冲。静电放电产生的电磁脉冲不仅可以对电子设备造成严重干扰和损伤，而且还会造成潜在危害，从而使电子设备的工作可靠性降低，形成重大事故隐患。特别是在海底电缆、卫星通信系统等无法修复设备中造成的危害更为严重。

1.1 静电的产生及物理特性

静电是指物体的表面或部分表面正负电荷不平衡，可由物体的相对运动、分离或液体及气体的流动而产生。通过静电感应，一个静电源可产生无数新的静电源。常见的静电源包括人、普通塑料和加工生产设备等。静电看不见但可以摸得着，当摸到较高电压的静电源时人就会有所感觉。静电现象在自然界很普遍，雷电就是一种强烈的静电放电，黑暗中脱衣服时可以看见的点点星火是较弱的静电放电。静电和环境中的温度、湿度关系很密切。

当物体表面电荷不平衡时就会产生静电荷。静电荷的存在会产生电场，电场会对周围物体产生影响。通常，在正、负电荷数量相等时，物体对外不呈带电状态，但这并不等于物体各部分不存在电荷。当物体被剥离或分离，或互相摩擦时，由于正、负电荷趋向中和而产生静电放电。

带静电的物体因一部分电荷没有消失而继续存在于物体之中，形成带电体（具有一定的静电势能）。在一般情况下，越是电导率小的非导体（绝缘体）越容易产生静电，对于导体，即使产生了静电也会向大地泄漏而消失掉，但如果与大地绝缘而不接地，它也能静电带电。

1.1.1 气体的静电起电

气体的静电起电一般是指高压气体的喷射带电。纯净的气体在通常情况下一般不会产生静电，但当混有固体或液体微粒的高压气体中高速喷射时，与管壁相互作用会产生静电。德国爱菲尔的皮特博格在 1954 年发现从二氧化碳灭火装置中喷出的二氧化碳带有大量的静电。从液化石油气的灌

装瓶中喷射的液化石油气会在气瓶的角阀处积聚起与石油气带电极性相反的静电荷，从而产生静电火花放电，引起重大的燃爆事故。

1.1.2 液体的静电起电

用机械的办法使液体产生静电的现象主要包括固体与液体之间接触分离起电和气体与液体之间接触分离起电两种类型。固体与液体间接触分离起电的现象有流动起电、冲流起电、沉降起电、喷射起电等。气体与液体之间接触分离起电的现象有喷雾起电、溅泼起电、泡沫起电等。

不管是固体与液体之间起电还是气体与液体之间起电，边界面都是产生静电的原因，因此边界面的性质研究具有重要意义。正、负电荷在边界面上分布的不均匀会形成符号相反的两层电荷，称为偶电层。一般认为，液体起电是由于偶电层在一定的作用力下分离而产生了静电起电。

1.1.3 金属间接触起电

1932 年 Kullrath 用实验发现，将金属粉从铜管中高速吹出时，这个对地绝缘的装置产生了 $26 \times 10^4 \text{ V}$ 的高压静电。当两种干燥的不同金属相互接触时，它们之间存在的电位差称为接触电位差。

1.2 静电带电材料

静电带电材料根据其导电性可以分为绝缘材料、传导材料和静电耗散材料。表 8.1-1 是 2004 年美国静电放电协会公布的材料的静电序列，大致可分为如下三类。

表 8.1-1 2004 年美国静电放电协会公布的静电序列

| - 负 | | | | | | | | | | + 正 | | | | | | | | | | | | | |
|-----|-----|----|------|----|------|------|-----|--------|----|-----|---|----|---|---|----|---|----|----|----|------|----|----|----|
| 聚硅 | 赛璐珞 | 聚酯 | 醋酸纤维 | 硫磺 | 黄金、铂 | 黄铜、银 | 镍、铜 | 封口蜡、火漆 | 琥珀 | 木头 | 铜 | 棉花 | 纸 | 铝 | 丝綢 | 铅 | 毛皮 | 羊毛 | 尼龙 | 人体毛发 | 云母 | 玻璃 | 兔毛 |

(1) 绝缘材料。如果一种材料能够阻止或限制电荷在其表面或内部流动，则称为绝缘材料。绝缘材料具有极高的电阻抗，一般表面阻抗为 $1 \times 10^{12} \Omega/\text{m}^2$ ，体积阻抗为 $1 \times 10^{11} \Omega \cdot \text{cm}$ ，能够在绝缘材料的表面产生相当数量的电荷。由于绝缘材料限制电荷自由移动，所以正、负电子能够同时驻留在绝缘材料表面的不同位置。虽然在负电荷的聚集点上的负电荷足够和正电荷聚集点的正电荷相中和，但由于电荷不能在绝缘材料的表面自由流动，正、负电子能够在绝缘材料上驻留很长时间。

(2) 传导材料。传导材料由于具有较低的阻抗，电荷可以很自由地在它表面或内部流动。传导材料的内部阻抗一般为 $1 \times 10^5 \Omega/\text{m}^2$ ，体积阻抗一般为 $1 \times 10^4 \Omega \cdot \text{cm}$ 。当传导材料带电时，不平衡的电荷（多余和缺少的电量）将会均匀地分配在导体表面。如果带电的传导材料和别的传导材料相接触，电荷将会在材料之间自由地转移。只要一根导体与其他的导体或地相隔离，静电电荷就保留在这根导体上。导体上的静电电荷也可以像绝缘体那样通过摩擦起电方式产生。如

果导体接地，电荷就会通过接地线而流向大地。

(3) 静电耗散材料。其电阻率介于绝缘体和导体之间。表面电阻率一般为 $(1 \times 10^5 \sim 1 \times 10^{12}) \Omega/\text{m}^2$ ，体积电阻率一般为 $(1 \times 10^4 \sim 1 \times 10^{11}) \Omega \cdot \text{cm}$ 。电荷可以在耗散材料的表面和内部流动，但受到表面阻抗和体积阻抗的限制。通过摩擦起电的方式也可以在静电耗散材料上产生静电。然而就像传导材料一样，电荷也可以流向其他导体或通过接地线流向大地。电荷在静电耗散材料上的移动一般要比在同样大小的导体上化较长的时间，移动速度明显比在绝缘体上快，但比在导体上要慢。

1.3 静电的利用与危害

静电一般具有如下物理特性：吸引或排斥力，产生绝缘电荷、电场，与大地间有电位差，会产生放电电流。

利用静电的基本原理发明了复印机，根据静电吸尘的原理设计了吸尘器，静电的研究推动了社会进步。但当物体变为带电体时，其静电能量要通过静电放电释放，同时产生如下影响：

- (1) 放电电流产生的磁场将使半导体电路均效应管、器件等破坏和误动作。
- (2) 电磁波将使电子仪器和装置产生噪声和误动作。
- (3) 发光现象使照相胶片感光，光电控制系统误动作。
- (4) 在非导体情况下，30kV、数百微焦能量的静电放电即可成为火灾的引火源，人体的静电放电电荷量达到 $2 \times 10^{-7} \sim 3 \times 10^{-7} \text{Q}$ 则产生电击现象，严重时还可能产生人身伤亡等重大事故。表 8.1-2 总结了人体带电电位与现象的关系。

| 表 8.1-2 人体带电电位与现象的关系 | | |
|----------------------|-----------------|-----------|
| 人体带电电位 (kV) | 静电电击的程度 | 现象 |
| 2.0 | 手指有感觉 | 产生微弱的放电声音 |
| 4.0 | 手指上有针刺感 | 见到放电的发光 |
| 10.0 | 手上有疼痛感，有电流流过的感觉 | |

静电放电一旦发生，其危害比较大。容易造成的危害如下：

- (1) 造成干扰。静电放电将引起计算机自控装置等电子设备故障和误动作。
- (2) 造成电击。静电造成的电击轻则影响工人情绪，重则造成损害。
- (3) 引起爆炸和火灾。这对化工行业、飞机制造及航空运输尤为重要。
- (4) 静电放电对电子工业的危害。静电放电对电子元器件造成的危害主要是表面击穿、体积击穿、介质击穿、金属的喷镀融熔、电弧放电。

(5) 使电子元器件损坏或造成潜在缺陷的基本机理是过高的电压以及过大的热电流。在静电放电引起的电子元器件失效中 MOS 电路占了很大比例。MOS 电路典型栅极介质厚度为 $0.11\mu\text{m}$ 。

1.4 静电危害的形成及作用机理

控制静电危害发生和研究防护措施都要求人们掌握静电危害形成的条件。大量静电危害的实例分析表明，静电危害

的形成应具备以下三个必要条件：

- (1) 静电量的积累使得局部电场强度达到或超过周围介质的击穿场强。
 - (2) 危险静电源存在的场所有静电易爆易损物质。如易燃易爆气体混合物并达到爆炸极限，电火工品、火炸药等危险品，静电敏感器件及电子装置等。
 - (3) 危险静电源与静电易爆易损物质之间能够形成能量耦合并且 ESD 能量等于或大于前者最小点火能或静电敏感度。
- 形成静电危害的三个基本条件必须同时满足，若使其中一个条件不成立，就可以防止静电危害的发生。

1.5 静电放电失效分析

失效分析是可靠性工作中的重要分支，也是对微电子器件 ESD 损伤模式确认和微观机制分析的重要途径。ESD 失效分析主要通过对现场使用失效样品。通过对可靠性实验失效样品和筛选失效样品的解剖分析得出失效模式和失效机理并准确判断失效原因。失效分析的主要内容包括失效情况调查、失效模式鉴别、失效特征描述、假设失效机理、证实失效机理、提出纠正措施和改进方法。失效分析除了外部与内部观察外，主要进行理性分析，如采用电子显微探针、扫描电镜、等离子体刻蚀等技术进行显微切片和显微形貌分析，确定器件失效原因和失效模式。电子元器件在静电放电中的失效情况见表 8.1-3。

| 表 8.1-3 电子元器件在静电放电中的失效情况 | |
|--------------------------|---|
| 器件名称 | 静电放电失效情况 |
| MOS 集成电路 | 输入或输出端与源或漏间电流增大或击穿功能丧失，直流参数退化（漏电流大，转移特性不好，噪声增大） |
| TTL 电路 | 输入端晶体管 e-b 结损坏失去电路功能 |
| 线性集成电路 | 输入失调电压增大，输入失调电流增大，MOS 电容击穿短路，金属电极开路 |
| 场效应晶体管 | 栅、漏极短路，栅、源极短路，电极开路 |
| 晶体三极管 | e-b 反相电流增大，击穿电压下降，电流放大系数减小，噪声系数增大 |
| 二极管 | 反向电流增大，击穿电压降低，正向电压降增大 |

1.6 静电的潜在性失效

潜在性失效是指静电放电在器件中造成一定的损伤，但器件的功能仍满足指标的要求。潜在性失效的表现形式往往是器件的使用寿命缩短，或者一个本来不会使器件失效的小脉冲却使器件失效。器件的潜在性失效具有隐蔽性，实验很难检测到，用筛选的办法也很难剔除，因此危害性很大。

特性退化是潜在性失效的一个重要特征，它经常导致一些间歇性的失效甚至可能最终引发严重事故。由于使用时间的推移而使得存在潜在性失效的器件发生完全失效，这种情况称为“时间积累效应”；由于其他的小脉冲而使得原来具有潜在性失效的器件发生故障的称为“事件累计效应”。

潜在性失效由于事件累计效应而导致真正失效这一过程是非常迅速的，例如热损伤，在这个过程中并不会出现任何可见的损伤。有一些现象表明了潜在性失效时间积累效应的

存在。实验室认为环境中可以得出器件随温度的增加而失效的结论，这些实验研究因为器件在使用现场很难发现是否存在潜在性失效。只要是在完全失效之前，都有可能存在潜在性失效，并不只是 ESD 才会导致潜在性失效的发生，还有结构缺陷、材料污染、材料老化等原因。

潜在性失效会降低器件的安全冗余，导致器件过早损坏。带有潜在性失效器件的可靠性降低，在完全失效之前会出现断断续续的故障。时间积累效应的潜在性失效在完全失效之前没有任何的预警，更具危险性，传输线上一旦出现较低的静电放电脉冲就有可能使存在潜在性失效的器件报废。

仔细注意参数的变化可以帮助发现潜在性失效。

2 静电放电模型及模拟

静电放电有多种放电形式，产生静电放电的静电源也是多种多样的，而且同一静电源对不同物体放电时产生的结果也不一样，会受气候、环境等条件的影响，不利于得到重复性的放电结果，难以有效地对 ESD 的效应和危害进行正确的评估。静电放电模型就是根据不同场合静电放电的主要特点，用来模拟静电放电的主要特征。

2.1 静电放电模型及人体静电放电模型

2.1.1 人体模型

人体模型 (Human Body Model, HBM) 主要用来模拟人体静电放电对敏感电子器件的作用。人体是静电危害的最主要的静电源之一，现有文献中大部分静电敏感度数据都是以人体 ESD 模型为基础得到的。人体能储存一定的静电能量，因此人体明显存在一定的电容。人体也有电阻，人体电阻依赖于人体肌肉的弹性、水分、接触电阻等因素，人体电感忽略不计。虽然电容串联电阻的人体电气模型早已被人们广泛接受，但是如何选取典型的人体电容和电阻阻值却产生了很大分歧。许多研究机构和研究人員为了确定这些参数的量值进行了大量的测试和计算。

美国 ESDA 标准 ESD STM5.1-1999 以及国际电工委员会标准 IEC61340-3-1 不仅规定了标准人体模型的电路参数，而且还规定了放电电流波形及电流参数。IEC61340-3-1 中规定，电子元器件测试的人体 ESD 波形发生器要规定通过短路和负载放电的电流波形如图 8.1-1 和图 8.1-2 所示。图 8.1-3 所示为人体 ESD 波形发生器实验电路。

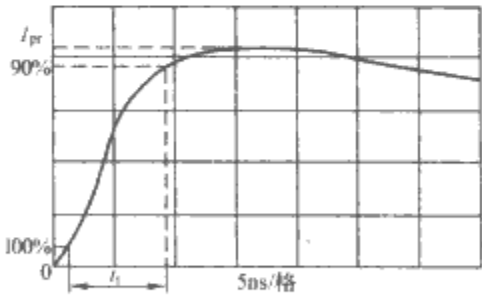


图 8.1-1 通过 500Ω 电阻放电的人体 ESD 典型电流波形
 I_{pr} —通过 500Ω 电阻放电波形峰值;
 t_r —上升沿时间

2.1.2 机器模型

机器模型 (Machine Model, MM) 的电路配置与人体模型相同，不同的是机器模型中放电电容为 200pF，电阻阻值也尽可能的低。机器模型是用来模拟带电导体对电子器件发生的静电放电，如发生在自动装配线上的元器件遭受带电金属构件对器件的静电放电，带电的工具和测试夹具对器件的作用等。机器模型静电放电模拟器研制开发过程中由于电

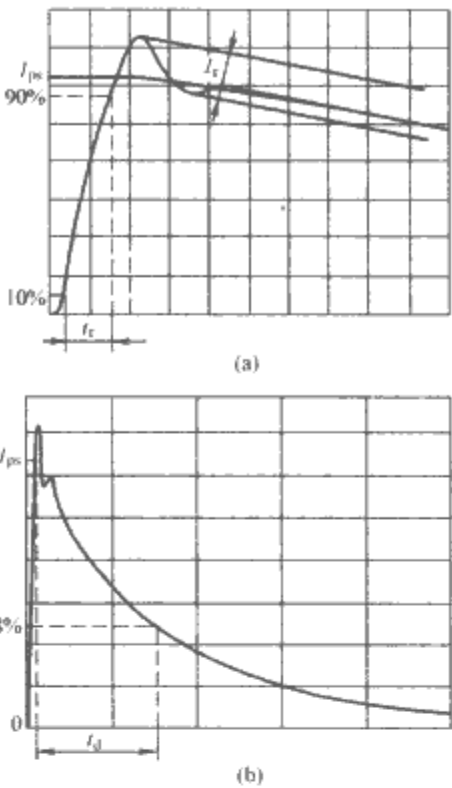


图 8.1-2 人体 ESD 典型短路电流波形
(a) 上升沿和峰值的确定; (b) 下降时间的确定
 I_{pr} —短路放电波形峰值; I_r —最大振荡电流峰值;
 t_r —上升沿时间; t_d —下降时间

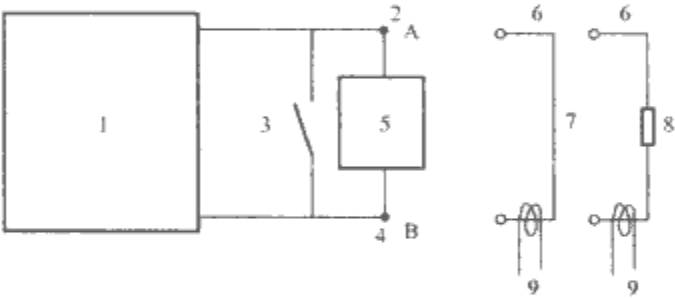


图 8.1-3 人体 ESD 波形发生器实验电路
1—人体 ESD 波形发生器; 2, 4—接线端; 3—开关;
5—受试元器件; 6—放电负载; 7—短路电缆;
8—电阻 $R=500\Omega$; 9—电流传感器

路很难做到足够的电感，所以各种机器模型静电放电模拟器的差别很大。元器件对机器模型静电放电比人体模型静电放电更敏感。图 8.1-4 所示为机器模型电路原理图，图 8.1-5 所示为机器 ESD 发生器的原理图，图 8.1-6 所示为机器 ESD 典型短路电流波形，图 8.1-7 所示为通过 500Ω 电阻放电的机器 ESD 典型电流波形。

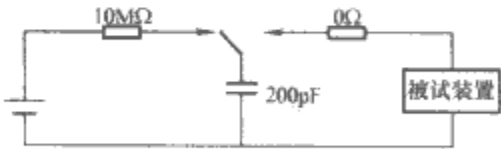


图 8.1-4 机器模型电路原理图

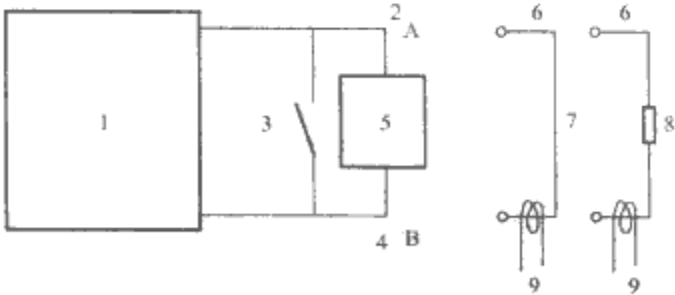


图 8.1-5 机器 ESD 波形发生器原理图
1—机器 ESD 波形发生器 (200pF/10Ω); 2, 4—接线端; 3—开关; 5—受试元器件; 6—放电负载; 7—短路电缆; 8—电阻 $R=500\Omega$; 9—电流传感器

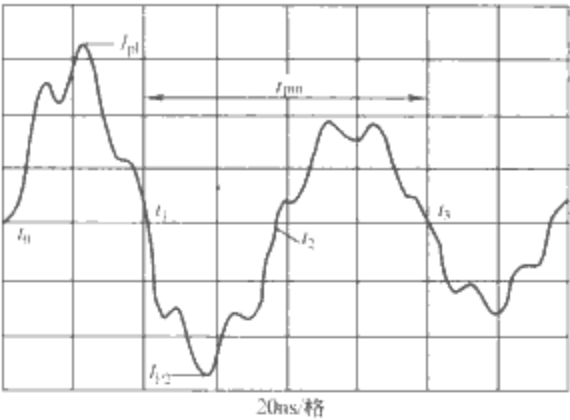


图 8.1-6 机器 ESD 典型短路电流波形
 I_{pl} —最大峰值电流; I_{12} —二次峰值电流, 其值应为各等级对应 I_{pl} 绝对值的 67%~90%;
 t_{pm} —主脉冲周期, 应为 63~91ns, 测量取值为第一个零点与第三个零点的时间差

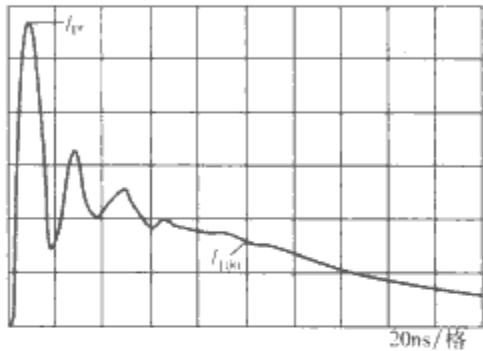


图 8.1-7 通过 500Ω 电阻放电的机器 ESD 典型电流波形
 I_{pr} —最大峰值电流; I_{100} —100ns 时的电流值

2.1.3 带电器件模型

随着生产自动化的广泛应用, 带电器件静电放电对敏感电子器件造成的危害日益突出, Speakman 等人 1974 年提出的带电器件模型 (charged-device model, CDM) 用来描述带电器件发生的静电放电现象。带电器件模型描述的放电过程是器件本身带电而引起的, 所以带电器件模型失效是造成电子器件损坏、失效的主要原因之一。大部分电荷都分布在带电器件的金属管脚上, 而在非金属的封装上仅有少量的电荷。

图 8.1-8 为一种带电器件 ESD 模型, 模型参数取值要根据器件的具体情况来确定, 对地放电时得到的放电电流波形为迅速衰减的正弦波。

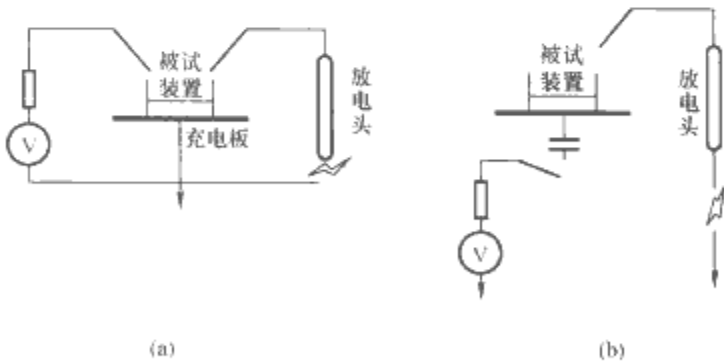


图 8.1-8 带电器件 ESD 模型

2.1.4 场感应模型

当对地绝缘的电子器件、仪器、导体及人体处于静电场中时, 极化或静电感应会导致这些物体上的电荷分离, 并使它们的电位升高。当外电场足够强时, 这些物体上的感应电位可达到足够高, 引发这些物体与其他物体之间的静电放电。图 8.1-9 为场感应模型 (Field Induced Model, FIM) 实例, 图 8.1-10 为场感应模型等效电路图。

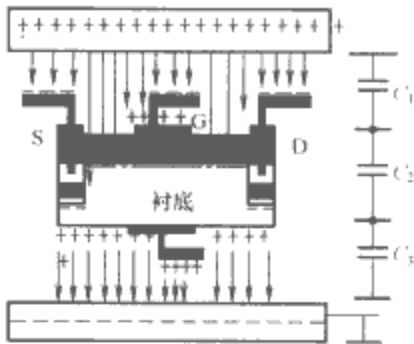


图 8.1-9 场感应模型实例

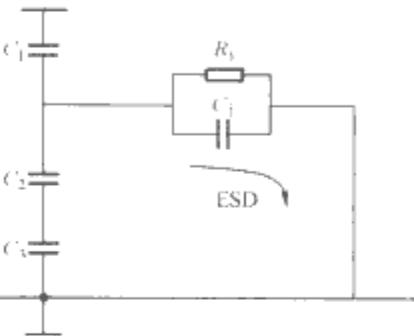


图 8.1-10 场感应模型等效电路图

2.1.5 人体金属静电放电模型

人体金属静电放电模型 (Body-Machine Model, BMM), 也叫场增强模型, 可以用来模拟带电人体通过手持的小金属物对其他物体产生放电时的情形, 常用来测试系统的人体静电敏感度。当带电人体手持小金属物件时, 金属物件的尖端效应会使周围的场强大大增强, 再加上金属的电极效应, 会导致放电时的等效电阻大大减小。因此, 在同等条件下, 人体金属模型产生的放电电流峰值比人体模型放电产生的电流要大, 放电持续时间要短。IEC 801-2 规定, 人体金属静电放电模型的基本网络为单 RC 结构, 放电参数 $R=150\Omega$, $C=150\text{pF}$ 。

人体金属放电过程有两种放电模式, 即高速放电模式和低速放电模式。高速放电模式与手、前臂及手持小金属物件的“自由电容”相关, 产生的初始放电电流尖脉冲的上升速度很高, 峰值很大, 电磁脉冲很强, 而且速度快, 持续时间短, 往往使很多电子设备的 ESD 保护装置还没有动作就已造成设备损伤, 因此较难防护。

实际上静电放电是物体之间静电电荷的相互转移过程, 它不仅依赖于静电源的基本特性, 而且还与参与放电的受害物关系密切。人体金属对接地体放电时, 要完整地研究静电放电过程, 不但需要给出人体—金属 ESD 静电源的模型, 还要考虑受害物的等效电路模型及其与静电源的相互作用。

在实际应用中还可能产生重复放电, 也就是一次放电过程中包含多次火花通道形成、熄灭的重复过程, 其中每两次之间的时间间隔在 10~20ms 之间。

2.1.6 ESD 家具模型

家具静电放电的研究主要针对那些容易移动而且敏感的电子设备附近经常用到的家具。家具静电放电是指实验室内易于移动的家具由于摩擦和感应带电后对其他仪器设备产生的放电过程。在同等放电电位下, 家具静电放电产生的放电电流的峰值要比人体静电放电和人体金属静电放电产生的电流峰值大, 造成的危害也更严重。

建立家具静电放电模型时仍采用与带电器件模型相同的 RLC 电气结构。放电参数中储能电容 C 决定了在给定电压时带电家具所储存的静电能量大小。一般取电容值为 $C=150\text{pF}$ 家具的放电电阻比人体的小, 电感相应的要大。模型

中通常取 $R=15\Omega$, $L=0.2\sim 0.4\text{mH}$ 。图 8.1-11 所示为家具 ESD 模型放电电流波形。

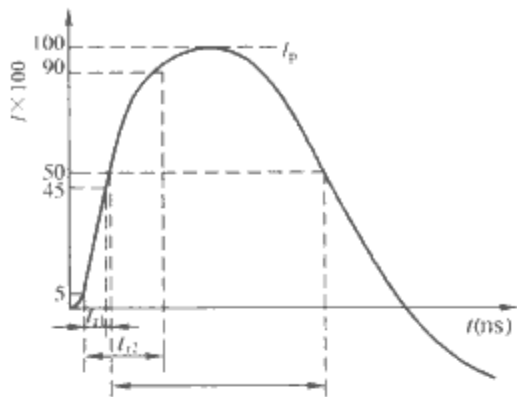


图 8.1-11 家具 ESD 模型放电电流波形
 I_p —峰值电流; $t_{r1}=0.7\sim 1\text{ns}$; $t_{r2}=5\text{ns}$

2.1.7 传输线脉冲模型

传输线脉冲模型不像其他模型测试时通过对器件的破坏来提供敏感元器件的失效域值，而是提供元器件可能的失效机理方面的信息，这方面的信息对 ESD 防护设计很重要，因而传输线 (TLP) 技术广泛应用于 ESD 防护设计领域。在微电子器件抗静电测试中，还会经常遇到带电芯片模型 (Charged Chip Model, CCM)、带电包装模型 (Charged Package Model, CPM)、带电电路板模型 (Charged Board Model, CBM)。图 8.1-12 和图 8.1-13 所示分别为传输线脉冲测试系统图和等效电路。

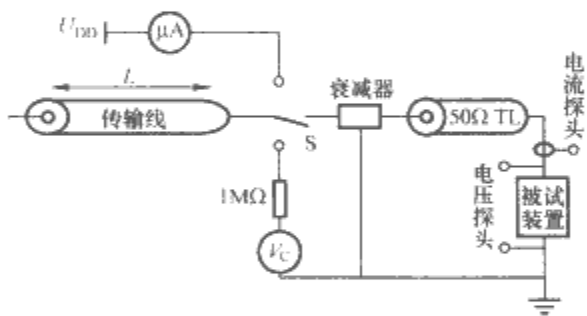


图 8.1-12 一种固定阻抗传输线脉冲测试系统设置

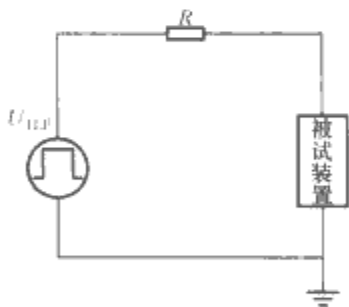


图 8.1-13 传输线脉冲测试仪的等效电路

2.2 静电放电产生的电磁场

2.2.1 长导体模型

长导体模型主要是模拟实际放电回路中可能有长的电流通道。当静电放电电流通过长的导线和接地电缆时，电缆附近区域的电磁场可以用该模型来计算。适合于近场计算，不适合于比较远的区域处的电磁场计算。而且当电缆中的电流变化比较快时，长导体模型也需要进行修正。图 8.1-14 所示为长导体模型。

David 在实测中发现 ESD 的电流波形中，第一尖峰基本不受接地电缆的影响，接地电缆只影响第二个缓变的脉冲。由于缓变脉冲的频率范围比较低，其近场区的范围也比较大。在 1.5m 处的电磁场仍然表现出近场区的特点，电场和

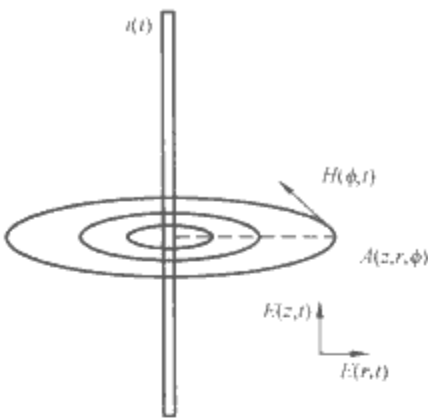


图 8.1-14 长导体模型

磁场的波形差异很大。

2.2.2 球形电极模型

Y. Tabata 在 1990 年提出了球电极模型。把 ESD 的两个放电电极等效为两个相邻的带不同电荷的小球，ESD 过程中的场看成是这两个球上的电荷所产生，而两个球上的电荷在放电过程中是衰减变化的，所以他把这个过程中的场看成静电场的波动和变化。当对地放电的时候则地面可以用一个镜像金属小球来等效，如果两个相互靠近的电极上带有不同的电荷，则其电荷在电极上呈现非均匀分布，两个相互靠近的球面上的电荷更密集，如图 8.1-15 所示。

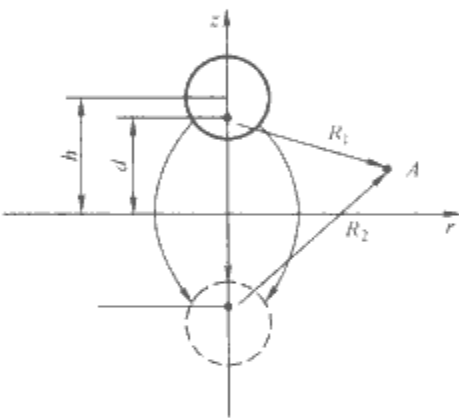


图 8.1-15 球形电极模型

h —电极重心对地角度; d —两个电极重心距离的一半

球电极模型充分考虑了放电过程中的电荷所产生的场分量，能够比较好地计算 ESD 过程中近区电场；但是它忽略了电流产生的场，不能够正确计算远区场特别是辐射场分量，也没有给出磁场的计算式。

2.2.3 偶极子模型

Wilson 在 1991 年提出了 ESD 电磁场偶极子模型，并且认为 ESD 过程中的电磁场主要是 ESD 火花所引起的，而 ESD 火花可以简化成位于无限大、导电的接地平板上的电性小、时变线性偶极子，于是平板上半空间的电磁场就可以看成是偶极子和它的镜像偶极子产生的，为简单起见，采用如图 8.1-16 所示柱坐标系来表示。

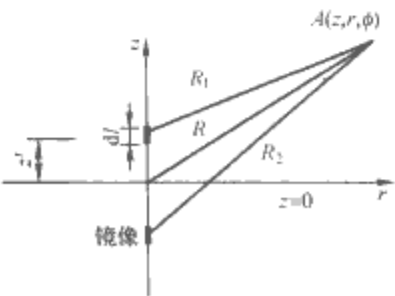


图 8.1-16 偶极子模型

但是偶极子模型也存在一些缺陷，该模型计算得到的仅

是放电电流产生的电场，与真实的 ESD 电场时空分布不符。在真实 ESD 放电时，放电开始以前电场并不等于零，尤其是在放电点附近，静电场非常强，放电开始后才逐渐衰减到零。

偶极子场模型是比较经典的 ESD 场模型，它考虑了火花电流产生的场，适合远区辐射场的计算，能够同时计算电场和磁场分量。由于 ESD 电磁场中危害较大的就是高频辐射场分量，所以偶极子模型是最实用的计算模型。偶极子模型最大缺陷是没有考虑电荷产生的场，用偶极子计算出的近区电磁场和远区的场都是脉冲场，没有静电场分量，这与事实不符。

2.3 静电发生器、模拟器

2.3.1 放电方式

ESD 模拟器有两种放电模式：空气放电方式（非接触放电方式）和接触放电方式（电流注入法）。

(1) 空气放电方式。ESD 模拟器对 ESD 敏感器件、系统进行检测时，使模拟器的放电电极逐渐接近被测物体直到电极和被测物体之间形成火花击穿通道导致放电发生为止，该方式最接近实际情况。空气放电是由外部空气击穿形成的火花通道而触发的，因此在设计 ESD 模拟器时内部不需要用高压继电器来触发放电。在采用空气放电发生时，为了减少电晕现象放电电极的顶端一般都采用球形电极。另外，空气放电方式的缺点就是可重复性极差。由于空气放电方式涉及外部火花通道的形成过程，温度、湿度以及模拟器的放电电极接近被测物体的速度，而这些因素都会随着放电过程的进行而发生显著的变化。

(2) 接触放电方式。接触放电方式就是在放电之前先将 ESD 模拟器的放电电极与被测物体的敏感部分保持紧密的金属接触，之后由模拟器内部的高压继电器触发静电放电。为了紧密的和金属接触，放电电极的顶端做成锥尖状。与空气放电方式相比，接触放电方式最大的不同就是用内部的高压继电器代替了可重复性极差的空气击穿过程，所以不光放电的可重复性很好，而且还很好反映了实际静电放电过程中的主要特点。IEC61000-4-2 把这种放电方式作为主要的放电方式。接触放电方式的缺点是必须使 ESD 模拟器的放电电极与被测物体的敏感部分保持紧密的金属接触。因为敏感器件的敏感部位一般都封装在绝缘材料制成的壳内，放电电极不能和敏感部分形成紧密的金属接触，这样接触放电方式就不能实施。

2.3.2 人体—金属 ESD 模拟器

在实际情况中，人体—金属的放电电容分布很广。为了模拟分布电容，最理想的办法就是选取分布电容与之相似的金属结构，但这必然导致 ESD 模拟器体积过于庞大。其中选取电容器 C_s 来模拟人体电容，其标称值为 150pF ，而用电容器和其他器件的杂散电容以及放电电极的分布电容 C_d 来模拟前臂、手及小金属物的分布电容。这一分布电容对于小于 1ns 的初始放电尖脉冲起主要作用。图 8.1-17 所示为人体—金属 ESD 模拟器的基本电路图，图 8.1-18 所示为人体—金属的放电电容分布图。

人体—金属 ESD 模拟器的主要参数指标如下：

(1) 放电电阻。人体—金属 ESD 模型的等效放电电阻值一般为 330Ω 。

(2) 充电电阻。高压发生器对储能电容器充电的限流电阻取值一般在 $50\sim 100\Omega$ 之间。

(3) 放电开关。在接触放电方式中用来触发放电的装

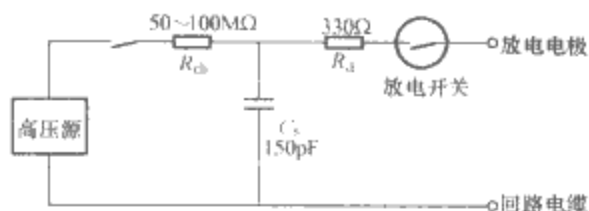


图 8.1-17 人体—金属 ESD 模拟器的基本电路图

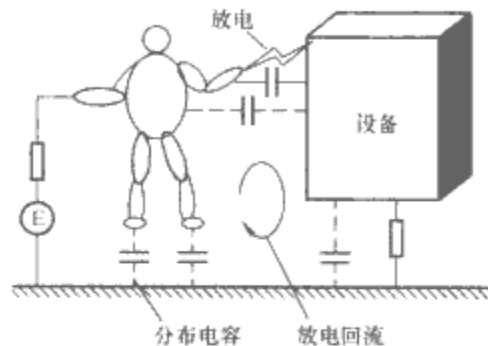


图 8.1-18 人体—金属的放电电容分布图

置，要求开启速度快，无跳变，重复性好，一般是用高压水银开关。放电开关是 ESD 模拟器的关键器件。

(4) 放电电极。应选用合适的尺寸及形状使得 ESD 模拟器放电电流能达到规定的要求。另外在接触放电和空气放电时所使用的放电电极的顶端形状分别为尖形和球形。

(5) 回路电缆。接地电缆的长度、粗细、结构与布置对 ESD 过程中的满速放电模式影响很大。因此在 IEC 61000-4-2 标准中规定接地电缆的长度一般为 2m ，在特殊情况下也不超过 3m ，其结构和放置应保证 ESD 模拟器的放电电流能达到规定的要求。

IEC 标准中规定，当人体—金属模拟器采用接触放电方式对特定的电流传感转换器进行放电时，用带宽不小于 1GHz 的测试系统得到的放电电流波形应与 IEC 61000-4-2 规定的标准电流波形相类似。图 8.1-19 所示为 IEC 规定的 ESD 标准电流波形，纵坐标为不认同时刻电流与电流峰值的比值。

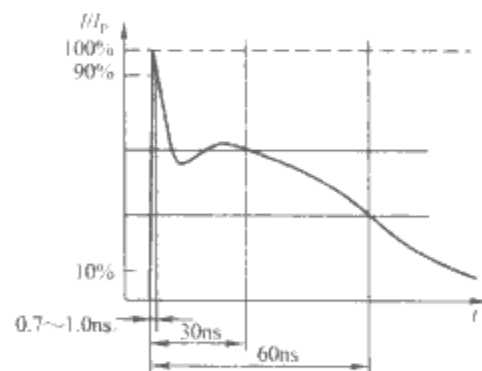


图 8.1-19 IEC 61000-4-2 规定的 ESD 标准电流波形

3 静电测试

3.1 静电基本参数的测试

静电基本参数的测试主要包括静电电位测量、导体电位测试、表面电位测试、空间电位测试、静电电量测试。

(1) 静电电位测量。静电电压是带电体表面某点的静电电位与某一指定参考点（通常是“地”）电位之间的差值。由于通常将地电位取为零，故带电体表面的静电电位值即代表了该处的电压水平。由于电位是与电荷成正比的物理量，电位的高低相对反映出物体带电的程度，即可用电位的测量来了解带电量的大小。

(2) 导体电位测试。利用等电位原理进行测试,把被测带电体用对地绝缘的电缆直接连在输入阻抗为 $10^{12}\Omega$ 以上静电电压表的测量电极上,由静电电压表头直接读出被测带电体的电位,这种测试叫等电位测试法,也称为接触式测量。此测试方法仅适用于对静电导体带电电位的测试,但对于某些测试探头无法接触的对象此类方法不便使用。

(3) 表面电位测试。可分为静电感应和空气感应电离两种测试原理。静电感应原理是将测试探头靠近带电体,利用探头与被测带电体之间产生的畸变电场测试带电体的表面电位,实质上是对带电体表面电场的测试;空气电离原理是利用放射性同位素电离空气,在带电体与测量仪表输入端、输入端与接地端之间分别产生电阻分压,测试带电体的对地电位。由于这种测试不是直接同带电体相接触,因此也称为非接触测量。

(4) 空间电位测试。测量空间电位时,首先将检测电极放置在被检测的空间或带电体内,然后再直接读取检测电极上所感应出的静电电位,便可以获得所在场合的空间电位。由于检测电极所感应的电位与该点的电场强度成正比,因此可直接测试该点的电场强度,再换算出该点的空间电位。

(5) 静电电量测试。电量决定着带电体产生静电放电的概率和危险性。工程实际中需要进行静电测量的物体多为带电的绝缘物体。绝缘物体所带电荷并不完全分布在表面上,在物体内部也有电荷存在,故通常需要借助法拉第筒来完成静电电量的测试。

需要注意的是测试电容时无论采用哪种方法测量电容,都要注意减小连接线分布电容引起的误差。为此应该注意①尽量缩短连接线;②引接线要干净,不潮湿;③引接线应尽量悬空,不宜靠近接地静电导体;④必要时可单独测量一下连接线的分布电容,把它从测量值中扣除,以得到比较准确的测量值。

3.2 人体静电参数测试

人体静电时静电防护工程中的主要危害源之一。人体由于自身的活动及与周围物体的接触分离,在干燥环境中常常有几千伏甚至几万伏的静电。当没有形成火花放电时,自身往往不会有异常的感觉。但在静电危险场所,一旦形成能量比较集中的火花放电,人体作为带电的静电导体可能形成严重的后果。

3.2.1 人体静电动态电位测试

人体静电电位测试仪器可分为接触式和集电板式非接触两大类型。接触式静电电位仪表输入电阻小,阻尼大,不能对人体静电导体的动态电位进行测试,也无法判断被测人体电位极性。集电板式非接触静电电位测试仪器以日本的 MH 型人体静电电位仪为代表,其输入电阻提高了,但仪表的频率特性差,高电压非线性失真严重,使得测试结果误差很大。

3.2.2 人体对地静电电容的测试

人体是静电导体,人体静电电容代表人体储存静电电荷的能力。用静电电容的定义测量人体电容即 $C=Q/U$ (其中 Q 为人体储存的电荷, U 为人体电压)。人体静电电容不像常规电容器那样有明确的定义和简单易行的测试方法。国内外已经进行的许多测试和计算由于人体电容包含因素较多,而且因为测试方法的不同,得出了很多差异较大的结果,但大部分测试结果都在 $100\sim 150\text{pF}$ 。当人体对地的泄漏电阻较小(如穿导电鞋或防静电鞋)时,可以在人体与地面之间加一层塑料薄膜,从而使的人体对地泄漏电阻变大(对人体

电容的影响很小),然后用普通万用电表的电容档或普通电容表测量人体的静电电容。需要注意的是人体姿势不同时所得的电容数值也会有所不同。多数情况下人体电容为 100pF 左右。人体综合电阻测试可以使用人体综合电阻测试仪进行测试。

3.3 静电感度测试

静电感度测试通常分为两类,一类是微电子器件及设备的静电感度测试,另一类是电火工品静电感度测试。静电感度是评价被测样品抗静电能力的重要指标,是指在特定条件下在一定静电放电能量作用下,被测样品对静电放电的敏感程度。静电感度测试的基本原理是用一个充电到一定电压的电容器经过一定阻值的电阻对被测样品放电,根据被试样品发火与否调整电容器的容量或电容器两端的电压来增加或减小静电刺激量,获取样品静电发火的敏感度数据,通过特定的数据处理方法求出样品的 50% 发火能或最小发火能。

静电测试的重点是静电动态电位的测试和静电放电辐射电磁场的测试。

3.3.1 静电动态电位的测试

静电造成的危害大小不仅取决于危险静电源的静态电位或能量,而且还与静电的动态特性密切相关。经典静电学里面的静态测试技术已满足不了技术发展的要求,刘尚合等学者以静电防护工程研究为基础,提出了“信号自屏蔽电荷耦合”理论,并研制成功静电电位动态测试仪(ZPD-1)。该测试仪成功解决了高电位、高起电率危险静电源的动态测试和传统静电测试技术中接地屏蔽带来的一系列问题。

3.3.2 静电放电辐射场的测试

外国政府和军队都对静电放电辐射场的研究很重视,如在美国 1991 年的政府工作报告中、英国军械局备忘录中就在电磁环境中都提到了静电放电,而且都把静电放电及其产生的电磁脉冲的危害与雷电电磁脉冲、核电磁脉冲相提并论。

随着各种电子设备的广泛使用,尤其是以计算机控制为中心的电子设备、智能化仪表对静电放电的电磁辐射场非常敏感,所以静电放电辐射场的测试与防护研究变得越来越重要。

图 8.1-20 所示为静电放电(Electrostatic Discharge, ESD)与雷电电磁脉冲(Lightning Electromagnetic Pulse, LEMP)、核电磁脉冲(Nuclear Electromagnetic Pulse, NEMP)和开关电磁脉冲(Switching Electromagnetic Pulse, STP)之间的比较。

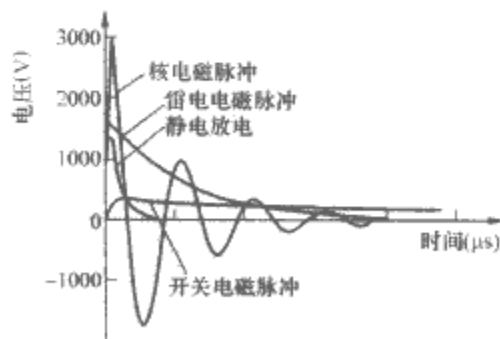


图 8.1-20 几种典型的电磁脉冲波形

由于 ESD 辐射场具有极宽的频谱(频谱上限可达几个吉赫兹),其电磁场的测量是一项非常困难的工作。ESD 辐射场时域测量系统由脉冲天线、探头和示波器组成。由于数字示波器的采样速率已很高,带宽也能满足要求,所以 ESD 辐射场测量研究主要集中在宽带脉冲天线的研制上。

除了研制高性能的天线外，波形重建方法在电磁场测量中也开始研究应用。

3.4 ESD 敏感度测试

静电放电失效是一系列的、复杂的、相互关联的作的结果。一些影响静电放电敏感性的因素，包括了静电放电流和能量、静电放电的上升时间、零件设计、制造技术和零件包装样式。能量敏感器件的损坏是由于电流流过双极连接点、保护电阻器或金属氧化物半导体的保护晶体管。电压敏感器件的损坏是由于电压超过了击穿电压。电子器件的静电放电敏感性测试，无论是采用带电器件模型（CDM），机器模型（MM）还是人体模型（HBM），都能提供一个静电放电敏感度，使之可用特定的参量与其他器件进行比较。任何特定模型所确定的器件的静电放电敏感性，并不一定是在制造或使用中的实际损坏电位水平。电子产品静电敏感度分类见表 8.1-4。

| 表 8.1-4 电子产品静电敏感度分类 | |
|--------------------------|------------|
| 敏 感 类 别 | 敏感电压域值（V） |
| I | 0~1999 |
| II | 2000~3999 |
| III | 4000~15999 |

（1）人体模型敏感度。依照由人体模型标准所作的模型，静电放电损坏来源于带电的人体。这个测试模型表示，放电从人体的指尖传到器件上的导电接头。该模型通过一个开关组件，将充了电的 100pF 电容器在待测器件和与之相串联的一个 1500Ω 电阻器上放电。放电本身有 2~10ns 上升时间，和大约 150ns 脉冲宽度的双重指数信号波形。使用 1500Ω 串联电阻器，意味着这个模型接近一个电流源。所有器件都应该被视为人体模型敏感。器件的人体模型静电放电敏感度，能通过选用一个参考的测试方法去测试确定。人体 ESD 元器件敏感度分类见表 8.1-5。

| 表 8.1-5 人体 ESD 元器件敏感度分类 | |
|------------------------------|---------------|
| 敏 感 类 别 | 电压范围（V） |
| 0 | <250 |
| 1A | ≥250 且 <500 |
| 1B | ≥500 且 <1000 |
| 1C | ≥1000 且 <2000 |
| 2 | ≥2000 且 <4000 |
| 3A | ≥4000 且 <8000 |
| 3B | ≥8000 |

（2）机器模型敏感度。机器模型的损害主要来源是能量迅速地从一个被充电的导体传输到器件的导电接头。这个静电放电模型是 200pF 电容直接对 500nH 电感器放电，没有串联电阻。由于缺乏限制电流的串联电阻器，这个模型接近一个电压源。在现实中，这个模型代表了物件之间的迅速放电，譬如带电的电路板装置、带电的电线或一个自动测试的传导手臂。放电本身具有 5~8ns 上升时间和大约 80ns 周期的正弦衰减波形。机器 ESDS 元器件敏感度分类见表 8.1-6。

| 表 8.1-6 机器 ESDS 元器件敏感度分类 | |
|-------------------------------|-------------|
| 敏 感 类 别 | 电压范围（V） |
| M1 | <100 |
| M2 | ≥100 且 <200 |
| M3 | ≥200 且 <400 |
| M4 | ≥400 |

（3）带电器件模型敏感度。带电器件模型的损害主要来源是能量从一个带电器件迅速地释放。静电放电完全不受器件影响，但器件与地面的距离却能影响实际的失效水平。该模型假定，当带电器件的导电接头与具有不同电位的金属表面接触时，会发生迅速放电。带电器件模型测试标准的准备过程中的一个主要问题是如何找到适当仪器测量放电过程。信号波形的上升时间经常少于 200ps。整个过程可能发生在少于 2.0ns 的时间里。虽然时间非常短，放电时电流却能达到几十安培的水平。带电器件 ESDS 元器件敏感度分类见表 8.1-7，器件的静电放电敏感度测试参考数据见表 8.1-8。

| 表 8.1-7 带电器件 ESDS 元器件敏感度分类 | |
|---------------------------------|---------------|
| 敏 感 类 别 | 电压范围（V） |
| C1 | <125 |
| C2 | ≥125 且 <250 |
| C3 | ≥250 且 <500 |
| C4 | ≥500 且 <1000 |
| C5 | ≥1000 且 <1500 |
| C6 | ≥1500 且 <2000 |
| C7 | ≥2000 |

| 表 8.1-8 器件的静电放电敏感度测试参考数据 | |
|-------------------------------|--|
| 静电放电模型 | 器件的静电放电敏感度测试标准 |
| 人体模型 | ESD STM5.1 MIL-STD-883 MIL-STD-750 MIL-PRF-19500 MIL-PRF-38535 |
| 机器模型 | ESD-STM5.2 |
| 带电器件模型 | ESD-DSS3.1 |

4 静电防护技术

一切半导体器件都可能受到高压静电的损害。GaAs、MOS 等器件对静电损害尤为敏感，被称为静电敏感器件（electrostatic sensitive devices）。随着静电敏感器件的大量生产和广泛应用，特别是微电子工业的发展，防静电概念已越来越被人们重视。

防静电主要包括两部分：①从生产工艺上采取措施，减少静电损害、降低器件的静电敏感度而产生的抗静电材料、抗静电工艺、抗静电器件；②储存、运输、使用过程中的防静电意识与措施。

4.1 静电防护用品

4.1.1 防静电鞋和导电鞋

人体是静电导体，在人体静电防护中最主要的措施就是保证人体始终静电接地。鞋就是人体静电接地的关键环节。GB 4385—1995《防静电鞋、导电鞋技术要求》规定，防静

电鞋的鞋底电阻值位 $5.0 \times 10^4 \sim 1.0 \times 10^8 \Omega$ 。导电鞋的鞋底电阻值规定不大于 $1.5 \times 10^5 \Omega$ 。防静电鞋使用的场所可能既有危险静电源又有工频交流电，为了使人体能及时消除静电积累又防止人体一旦触及工频电源时发生强电击事故，对防静电鞋的电阻值不仅有上限要求又有下限要求。导电鞋只能应用于没有工频电源等强电电击危险场所，因此导电鞋的电阻值仅有上限要求。防静电鞋必须和导电良好的地坪相结合才能有效地防止人体静电的积聚。图 8.1-21 所示为几种防静电鞋和导电鞋。



图 8.1-21 防静电鞋和导电鞋

4.1.2 防静电地面和导电地面

防静电地面和导电地面不仅可以泄漏人体静电也可以为活动的机具、工装等设备提供静电接地的条件。天然土地、砖地、水泥地和水磨石地面都可以作为防静电地面使用。一般情况下这些地面的静电泄漏电阻值都在 $1 \times 10^8 \Omega$ 以下。不同行业对防静电或导电地面的静电泄漏电阻值要求不同，在易燃易爆物质存在的场所要求地面的静电泄漏电阻值在 $1 \times 10^5 \sim 1 \times 10^8 \Omega$ 或更小。计算机房防静电地板的静电泄漏电阻分为 A、B 两级。A 级地板的静电泄漏电阻值的最高限为 $1 \times 10^8 \Omega$ 。B 级地板的静电泄漏电阻值的最高限为 $1 \times 10^{10} \Omega$ 。它们都有严格的测试标准。

实际上各种防静电或导电地面的静电泄漏电阻值主要取决于使用场所允许多高的人体静电电压。假如危险场所允许人体静电最高电压为 $1 \times 10^4 V$ ，根据工业生产水平和人体活动情况，静电起电率为 $1 \times 10^{-13} \sim 1 \times 10^{-4} A$ ，即最大起电率为 $1 \times 10^{-4} A$ 。那么现场要求人体对地的静电泄漏总电阻为 $R = u / I = 1 \times 10^8 \Omega$ ，也就是人体通过防静电鞋与防静电地板对大地的总泄漏电阻值为 $1 \times 10^8 \Omega$ ，所以防静电鞋与防静电地板的静电泄漏电阻值都应该小于 $1 \times 10^8 \Omega$ 。

4.1.3 防静电腕带

为了严格保证人身安全，同时控制人体静电造成的事故和损坏产品事件，在装配、操作静电敏感度高的产品，如薄膜电雷管、火花隙电雷管、屏蔽导电药电雷管等时，或在集成电路包装、生产、使用过程中，因为安全电压都规定小于 100V 或更低，所以操作者必须戴静电泄漏阻抗为 $1 \times 10^6 \Omega$ 的防静电腕带，并保证安全接地。

防静电腕带与皮肤直接接触，其松紧圈可用多种导静电的复合材料组成，如镀银的单纤维和弹性尼龙丝的编织物、带有保护层的不锈钢纤维织物、碳浸渍的塑料胶卷。松紧圈材料的电阻率一般为 $\rho_v \leq 10^4 \Omega \cdot cm$ 。接地组件必须串联一定数值的电阻以保证操作者在意外情况下触及线电压时不致发生人身伤亡。该电阻的正确选用原则是：所串联的电阻 R 一方面应保证操作者触及线电压时流经人体的电流小于 0.5mA，另一方面又要保证人体静电能通过该电阻较快地泄放，使人体积累的静电电压小于 100V。在实际工程中一般取 $1.0 \times 10^6 \Omega$ 。

使用时一般是将腕带的接地线通过一个公共端子与工作台的导电台垫相连，垫子的接地线再通过公共端子与静电接地支线相连。

4.1.4 防静电工作服

防静电工作服通常是由含有导电纤维或经抗静电改性的

织物制成，用于防止静电在人体的积累。消电机理是基于电荷的泄漏与中和两种机理。织物上的导电纤维会因为产生电晕放电而使静电被中和，另外，接地时还可以通过导电纤维把静电向大地泄放。

使用抗静电剂制成的防静电布，这种材料是在纤维表面涂敷或在纤维原料中加入抗静电剂，制成易于吸收空气中水分的防静电布。缺点是不耐洗涤，在空气干燥时几乎没有任何抗静电作用。防静电工作服及其织物经典性能指标见表 8.1-9。

表 8.1-9 防静电工作服及其织物经典性能指标

| 分类 | 耐洗涤性能 | | 摩擦电位 (kV) | | 实验方法 |
|----|-------|--------------|-------------------|---------------|--------------------------------------|
| | 分级 | 耐洗涤时间 (h) | 衰减电位 $U_{0.5}$ | 峰值电位 U_p | |
| 特种 | A | ≥ 33.0 | < 1.0 | < 2.0 | 按 GB 12014—1989 《防静电工作服》附录规定的方法测试 |
| | B | ≥ 16.5 | | | |
| 普通 | A | ≥ 33.0 | < 8.0 | < 10.0 | |
| | B | ≥ 16.5 | | | |

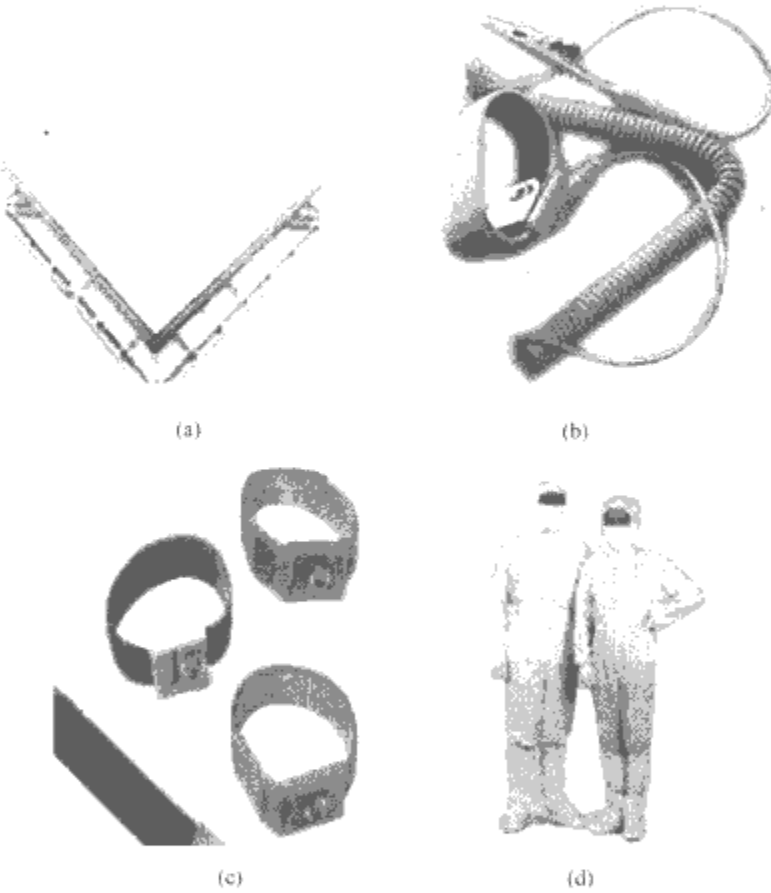


图 8.1-22 防静电台面、防静电腕带以及防静电工作服 (a) 防静电台面；(b)、(c) 防静电腕带；(d) 防静电工作服

4.2 防静电包装

防静电包装和包装标志应符合合同、采购订单、图纸或其他文献。当合同、采购订单、图纸或其他文献没有界定防静电包装时，应在静电放电控制方案的计划之内定义静电放电敏感对象的防静电包装要求。在保护区域内或工作场所之间，所有移动材料的包装也应被定义。

防静电包装的技术范围很广泛。有些技术包括低带电包装袋和包装材料、隔离材料、消电包装材料、静电屏蔽、导电性分流器和 EMI/RPI 屏蔽的使用。所有或一些包装的类型可以与另外一种类型结合使用，以达到综合的保护水平。如果不知道所使用的物品的敏感度，可采用静电屏蔽包装。

典型的包装材料包括聚乙烯板材和薄膜、具有特别波纹涂层的纸盒、含碳的塑料、金属化的塑料薄膜和各种各样的箔材。防静电包装的主要目标是要防止静电放电直接发生在所包装的静电放电敏感物件上，及将电荷通过外表面消散。另外，包装应该将在静电放电敏感物件上，因外部静电场和摩擦起电而产生的电荷减到最小。一些包装材料也许依赖湿度且寿命有限，它们也可因弄皱、刺破和折叠而失去防静电特性；也会因放气污染或带来微粒，造成与生产相关的问题。重要的是，各单位应从制程，存贮和环境兼容性出发，去评估防静电包装的材料。图 8.1-23 所示为一些常用的防静电包装上的符号和标识。



图 8.1-23 防静电包装的一般符号和标识
(a) 基本符号；(b) 简易符号；(c) 警示标识

在制造、运输以及储存过程中，良好的防静电包装是有效防止对物体和环境损害的必要环节。一般的普通包装能够保护物体和环境免于损害，但同时静电电荷在这类包装上的聚集就会对静电敏感电子产品产生损害。

防静电包装就是采用不产生摩擦电荷的包装材料以减少或消除包装件在搬运和使用中产生的摩擦电荷，防止静电放电造成的对静电敏感产品的损坏，以达到包装防护的目的。防静电包装的防护能力主要取决于防静电包装材料性能的高低，即抗静电、静电逸散、静电导电、静电屏蔽等包装材料的电阻率是不同的，其应用也不相同。材料按静电泄漏性能的分类，其体电阻或表面电阻的大小估计见表 8.1-10。

表 8.1-10 材料按静电泄漏性能分类

| 材料分类 | 体电阻或表面电阻 (Ω) |
|--------|---|
| 静电屏蔽材料 | $<1 \times 10^3$ |
| 静电导体材料 | $<1 \times 10^4$ |
| 静电耗散材料 | $\geq 1 \times 10^4, <1 \times 10^{11}$ |
| 绝缘材料 | $\geq 1 \times 10^{12}$ |

防静电包装大多是通过普通包装进行防静电改制而成，它们保留了普通包装保护物体和环境的性能，但进一步增加了防止静电源对物体和环境的损害。静电保护包装经过进一步改进就可以防止被包装物受到静电源的损害。

随着电气化程度的提高，防静电包装的应用也越来越广泛。静电敏感产品应用越多，抗静电要求越高，抗静电包装材料的发展也就越快。功能高分子聚合物材料发展于 20 世纪 70 年代，现处于方兴未艾的良好时期，增长速度很快。功能性包装材料在满足一般包装材料的性能前提下虽然还具有有一些特定功能，但也有一些不足之处。例如防静电包装薄膜虽然具备抗静电能力，但影响了二次加工，造成了擦伤、蛇行，还需要赋予减阻功能。表 8.1-11 总结了 IEC 对防静电包装材料的分类。

表 8.1-11 IEC 对防静电包装材料的分类

| 材料类别 | 内容说明 |
|--------|--|
| 绝缘材料 | 面电阻率为 $1 \times 10^{12} \Omega$ 以上的材料，或体电阻率为 $1 \times 10^{11} \Omega \cdot \text{cm}$ 以上的材料 |
| 静电逸散材料 | 面电阻率为 $1 \times 10^5 \sim 1 \times 10^{12} \Omega$ 以上的材料，或体电阻率为 $1 \times 10^4 \sim 1 \times 10^{11} \Omega \cdot \text{cm}$ 以上的材料 |
| 静电导电材料 | 面电阻率为 $1 \times 10^3 \sim 1 \times 10^5 \Omega$ 以上的材料，静电体导电性材料保持 $1 \times 10^2 \sim 1 \times 10^5 \Omega \cdot \text{cm}$ 的体电阻率 |
| 静电屏蔽材料 | 具有衰减静电场能力的材料，其面电阻率小于 $1 \times 10^4 \Omega$ 的表层，或体电阻率（平均每 1mm 厚度）小于 $10^5 \Omega \cdot \text{cm}$ 的材料 |
| 电磁屏蔽材料 | 具有衰减电场和磁场能力的材料，其面电阻率小于 $10^0 \Omega$ ，或体电阻率小于 $10 \Omega \cdot \text{cm}$ 的导电材料 |
| 一次包装材料 | 直接与静电敏感产品接触的包装材料 |
| 接近包装材料 | 它虽然不直接与静电敏感产品接触，但在包装一种以上的产品时使用的包装材料 |
| 二次包装材料 | 它在接近包装材料的外部使用，达到物理性保护目的的材料 |

注 1. 表中面电阻率的测定按 ISO 2878 或者 IEC 93 标准进行。
2. 静电体导电性材料是指在材料体积方向也保持导电特性的导电性材料。
3. ASTM 里的抗静电材料 ($\rho_s = 1 \times 10^3 \sim 1 \times 10^9 \Omega$) 包含了静电逸散材料 ($\rho_s = 1 \times 10^5 \sim 1 \times 10^9 \Omega$)。

4.3 防静电器材

防静电器材的质量和性能直接影响电子产品的质量和可靠性。防静电器材既可以防止人体或物体表面静电电荷的积累和产生，又可以对带有静电源的人体或物体提供放电通路，将静电电荷控制在不致引起产生危害的程度。

由于静电电荷在绝缘体中不能自由流动消失，又不能在导体中瞬间泄放，所以对防静电器材的质量和性能要求很高。

防静电器材一般按技术可分为两类：用于环境防护器材和用于现场实施防护器材。离子风静电消除器、防静电保护垫等用于环境防护。防静电保护容器如元器件盒、包装袋等用于元器件和插件板等半成品的储存、传递时现场实施防护。

4.3.1 应具备的条件

(1) 必须具有一定的导电性，既可以减少器材本身的静电电荷产生，又可以泄漏吸收外场的静电电荷，防止静电高电压击穿或软击穿。

(2) 能够在一定程度上限制静电电荷泄放的速度，防止因为放电过快而产生的高热金属线路汽化开路。

4.3.2 性能要求

电子元器件对静电敏感程度不同、现场实施条件不同而对防静电器材性能的要求有一定的选择。负压在 1000 V 以下一般可以成为静电敏感器件。对静电敏感器件就需要采取防静电措施，这些防护器材的表面摩擦残留静电电位应在 100V 左右，即表面电阻应在 $1 \times 10^5 \sim 1 \times 10^8 \Omega$ 之间。

集成技术的发展推动了大规模集成电路 (Integrated Circuit, IC) 的发展，MOS 器件的出现对静电防护提出了更高的要求，因为这些器件具有高密度、低电压和微功耗等特点，而且体积越做越小，造成了对静电极度的敏感。静电

电流、静电电场就成了这些器件的致命危害。MOS器件的负压程度都在100V以下,用于这些器件的防静电器材表面摩擦残留静电电位应在50V以下,即表面电阻在 $1 \times 10^4 \sim 1 \times 10^6 \Omega$ 之间,基本处于静电屏蔽状态。

通常防静电器材采用半导体材料制作而成,因为在半导体中自由电子易于流动,所以防静电器材的表面不易产生静电荷及吸收外场电荷中的自由电子,保证静电敏感器件不受伤害。

4.4 人体静电防护

人体静电具有随机性、普遍性和移动性等特点。人体静电防护需要一个系统的、完善的配套才能达到预期的防护目的。人体静电的防护系统包括防静电工作服、防静电鞋袜、防静电地面、必要时还要设置防静电工作台、防静电工作椅并配防静电腕带。另外,防静电工作制度也是很重要的,如禁止在静电危险场所脱衣服、换衣服、拥抱、跑跳等。

4.5 防静电接地

应该使用接地及连接系统以保证静电放电敏感物件、工作人员和所有其他导体(如移动设备)处在同样的电位,至少,静电放电敏感对象、工作人员和其他相关导体应相互连接或电气互联。

(1) 接地及连接系统。在大多数情况下,第三条导线(绿色的)交流设备接地是接地的最优先选择。当第三条交流设备接地导线不能用到或不适用时,工作人员应该通过腕带或其他接地系统与静电放电敏感物件的一个导电性组件相连接,以保证所有组件处在同样电位。

(2) 对人员接地的要求。当处理静电放电敏感物件时,所有人员应与接地点或专用接地点相连接当人员坐在有静电放电防护的工作台时,他们应通过腕带系统被连接到共同接地点。需要注意的是当接地人员在通电设备上工作时,必须知道当地的安全法律及章程。

(3) 人员接地的指导原则。在所有个案中,人员接地系统包括人、控制物及与接地点的连接记录表应该保存,以证实工作人员已经测试过他们的个人接地装置。处理静电放电敏感产品之前,工作人员应该检查固定的监测仪器(当被使用时)以保证他们有效及能够操作。静电放电防护地板与批准的鞋类(包括脚接地器、鞋子或短袜)一同使用时,也能在站立式操作中,用作腕带系统之外的一个选择。当设备接地或辅助接地系统不能使用时,互相连接或电气连接(到专用接地)也能使用。

4.6 静电的电磁兼容设计

对系统进行防静电的电磁兼容的设计方法如下:

(1) 防止静电的产生。例如阻止静电荷的积累、泄放积累的静电荷、采用防静电地板和静电消除器等。

(2) 采用静电屏蔽和接地措施,将静电产生的电荷引走。

(3) 采用耐静电电压值高的器件。

(4) 采用静电保护措施。例如增加串联电阻以降低静电放电电流、增加并联元件以把静电放电电流引走、对静电作用下易损器件的操作防护和软件的静电防护等。

5 静电放电应用

5.1 电除尘

5.1.1 电除尘技术的发展历史

1907年美国加利福尼亚大学化学教授科特雷尔

(F. G. Cottrell)首次成功地使用电除尘器捕集硫酸烟雾,几年后他再次把电除尘技术用于捕集水泥生产过程产生的粉尘。自此,电除尘器迅速得到推广应用,到20世纪60年代电除尘器已遍及各工业领域。

电除尘的理论研究于1911年由美国人斯特朗(W. W. Strong)率先开始。1922年多依奇(Deutsch)在安德森(Anderson)关于电除尘指数定律的基础上推导出除尘效率的理论公式,成为当今电除尘的理论基础。1980年Leonard等人提出了静电传输—紊流扩散模型,几年后我国环保工作者提出了静电传输—紊流掺混模型,该理论的提出使电除尘效率的计算更为精确和接近实际,后来又做了一些简化,但计算和边界条件的处理仍然复杂。我国电除尘技术的起步始于20世纪60年代,经历了以下几个发展阶段。

(1) 起步阶段。20世纪60年代,电除尘技术的进步突出表现在开始采用300mm极间距、单层Z385极板和芒刺放电电极,饱和电抗器调压的高压整流设备替代了高压机械整流设备,卧式电除尘器的结构设计逐步趋于成熟,为电除尘器的推广使用打下了基础。

(2) 初级发展阶段。20世纪70年代,我国完成了从3~60m²共9种规格的系列产品设计,脱离原立式电除尘器和棒帷式电除尘器的轨道向前迈了一大步。到70年代末,按装备台数计,有色冶金工业占32%、钢铁工业占30%、建材工业占18%、电力工业占10%、其他工业占10%,可控硅调压设备迅速取代了老一代供电设备。

(3) 提升阶段。20世纪80年代,国务院环境保护办公室在冶金部安全环保研究院投资建设了第一个电除尘试验台,各产业部门也相继投入力量开展电除尘的研究和建立专业制造厂,同时从瑞典、德国和美国引进先进的电除尘技术。中国环保产业协会电除尘专业委员会于1985年在武汉成立。“七五”期间,国家科技攻关项目中列入了“高效除尘技术的研究”课题,其研究成果分别被国家科委和国家环保总局列为国家科技成果重点推广项目和最佳实用技术。这一时期我国电除尘技术在深度和广度上都上了一个新台阶。

(4) 高速发展阶段。20世纪90年代有不少新产品相继问世,如新型立式电除尘器、旋转电极电除尘器、移动式电除尘器、透镜式电除尘器、屋顶电除尘器等。与本体设备配套的专业厂也相继开发出多齿芒刺线、减少“盲区”的BS型放电线、防结露绝缘子和“95”高铝系列绝缘产品。1990年在北京召开了第四届国际电除尘会议。总体而言,这一时期我国电除尘技术不仅发展迅速,而且电除尘学术界也极为活跃,取得了令世人瞩目的成绩。

(5) 再创新阶段。发展总是相对的,进入21世纪后,随着环保标准的日益严格,传统电除尘技术已无法完全满足要求,尤其在我们这样一个特殊的燃煤大国,电除尘器吃的是“百家饭”,至今仍有一些特殊燃煤烟气(如高铝高硅飞灰)的电除尘技术没有过关,经脱硫后的烟尘性质变化也给电除尘带来了新课题,特别是使用低硫煤带来的飞灰比电阻普遍增高,电除尘器效率下降的问题日益突出,面对这种形势国内外电除尘界正在进行新一轮的技术创新。

5.1.2 电除尘的基本原理

电除尘又称静电除尘,其原理是利用高压电场使灰粒荷电,并使之在电场力的作用下从烟气流中得以分离和捕集。锅炉排出的烟尘可分为烟尘和烟灰,烟尘直径约为5~10μm,静电除尘主要针对后者。

空气在常态下可以看作绝缘体,但是当气体分子获得能量时会发生电离。气体的电离分为非自发性电离和自发性电

离两类。自发性电离是在高压电场的作用下产生的，不需特殊的外加能量，电除尘器的工作即建立在此基础上。烟尘在电场中荷电的机理有两种：①电场中离子的依附荷电，称为电场荷电；②由于离子扩散现象产生的荷电过程，称为扩散荷电。对粒径大于 $0.5\mu\text{m}$ 的灰粒，电场荷电是主要的，在电除尘中更为重要。在电场力的作用下，荷电的灰粒分别向与其极性相反的电极运动，分别沉积在电极的表面上，然后进行除灰过程，例如振打除灰等。

对于电除尘，整个除尘过程可划分为四个阶段：荷电、定向移动、黏附和冲洗。

5.1.2.1 荷电

工作状态下的电晕丝周围包围有淡蓝色的电子晕，这些高速的电子不断碰撞周围的气体分子、灰尘及焦油颗粒。气体分子被碰撞后失去外围若干电子而本身变为“正电荷团”，在电场力的作用下，这些“正电荷团”向电晕丝快速运动，运动过程中如与尘焦颗粒碰撞，那么尘焦颗粒将被吸附到电晕丝上形成阴极垢。而被电子碰撞后的尘焦颗粒则成为“负电荷团”，在电场力的作用下向沉淀极方向做变加速运动。通常把尘焦颗粒与电晕丝放出的电子及空间“负电荷团”结合的过程称做“荷电”。

5.1.2.2 定向移动

荷电后的尘焦颗粒在非均匀分布电场中做变加速运动，其到达沉淀极的时间只要小于煤气在沉淀管内停留的时间，即可达到除尘的目的。定向移动时间不仅与运动颗粒的质量、电荷量有关系，而且随二次电压的增高而缩短。通过计算， $100\mu\text{m}$ 的尘焦颗粒荷载 1 个单位电荷，到达沉淀极的时间不足 1s，远小于煤气在管内的停留时间。因此在选择运行电流上，一定要结合实际除尘效率，以便制订出经济合理的运行指标。

5.1.2.3 黏附

带电尘焦靠运动惯性黏附到沉淀管内壁上，在干式除尘状态下，尘焦的最大堆积厚度取决于灰尘和焦油的比例，如果造气使用挥发分较高 ($>7\%$) 的原料，由于粗煤气中焦油含量高，使得堆积到管壁上的尘焦具有一定的流动性，当尘焦达到一定厚度时即沿管壁靠自重流入筒底。对这种情况在设计上要求沉淀管内壁面有较好的光洁度，以保证尘焦的自动下流。当造气使用挥发分较低 ($<5\%$) 的原料，由于粗煤气中焦油含量少不具备流动性，尘焦积聚到一定厚度时就会出现二次扬尘现象，即黏附到沉淀管内壁上的尘焦随气流重新进入煤气当中。那么由临界堆积厚度计算出的时间，就是干式除尘间断水的冲洗间隔时间。通常对尘焦比例较大的粗煤气，其堆积厚度应控制在 0.5mm 以下。

5.1.2.4 冲洗

进行冲洗有两个目的：①防止堵塞；②作为补充水稳定吸收塔液位。

5.1.3 电除尘行业发展预测

电除尘技术是各种除尘机理中最普遍的技术之一，虽然电除尘器受到烟尘和粉尘特性较为敏感的影响，特别是随着排放标准的不断提高，使用上会受到某些条件的限制，但是随着开发创新成果的不断涌现，未来电除尘技术仍大有用武之地。

我国的发展目标是要在 2020 年实现国内生产总值比 2000 年翻两番，这意味着我国的市场规模和总需求也会成倍的增长。以占电除尘器总量达 70% 以上的火力发电厂来说，仍有较大的市场需求。按国家公布的数据来看，2005 年末，我国电力装机容量达 5 亿 kW，居世界第二。但是按

人均占有量计算，仍落后于世界中等发达国家。我国的火力发电量目前占总发电量的 80% 以上，由于我国的能源结构以煤为主，煤烟型污染仍是我国主要的大气污染类型，这也为电除尘器的发展提供了机遇。特别是我国发电机组朝大型化发展，在 60 万 kW、80 万 kW、100 万 kW 机组以及 8000t/d、10000t/d 大型干法水泥生产线的建设中，电除尘器将会是这些大型装备烟尘治理的主导设备，电除尘市场仍有较大发展空间。电除尘行业 13 个主要骨干企业 2000~2004 年的经营状况见表 8.1-12。

表 8.1-12 电除尘行业 13 个主要骨干企业
2000~2004 年的经营状况

| 年份 (年) | 工业产值 (万元) | 销售收入 (万元) | 出口额 (万元) |
|--------|-----------|-----------|----------|
| 2000 | 182 086 | 139 215 | 5652 |
| 2001 | 213 017 | 175 165 | 4686 |
| 2002 | 287 908 | 2 146 983 | 7745 |
| 2003 | 335 288 | 253 102 | 7825 |
| 2004 | 468 246 | 402 698 | 11 310.5 |

5.2 静电喷雾喷漆

1876 年法国发现静电有使液体微粒化的作用，1903 年美国发表了利用静电雾化的专利，1944 年法国奠定杯式静电喷涂基础，1956 年美国获静电涂装装置专利，之后美国、法国、英国、瑞士、日本许多公司相继出现各种静电涂装设备。20 世纪 50 年代我国引进旋杯式静电喷涂设备，70 年代引进 Ω 式 (即圆盘式) 静电喷涂设备。

5.2.1 静电喷雾喷漆的原理

静电喷雾喷漆技术是应用高压静电在喷头与喷雾目标间建立一个静电场，而液体流经喷头雾化后，通过不同的充电方法被充上电荷，形成群体荷电雾滴，然后在静电场力和其他外力的联合作用下，雾滴作定向运动而吸附在目标的各个部位，达到沉积效率高、雾滴飘移散失少、改善生态环境等良好的性能。静电场作用下的液体雾化机理比较复杂，通常认为：静电作用可以降低液体表面张力，减小雾化阻力，同时，同性电荷间的排斥作用产生与表面张力相反的附加内外压力差，从而提高雾化程度。

两个电荷之间的作用力叫库仑力，用公式表示为

$$F=qE$$

式中： q 为电荷； E 为该点的电场强度。

就是说带电粒子受电场方向的力的作用，它就会沿着电场方向即电力线运动。这样如果将喷头施加负电场，那么电力线即从喷嘴出发到靶标物结束，由于电力线具有穿透性，故它可以穿入靶标物的内部。如果喷头施加的负电场足够强大，那么从喷嘴喷出的雾滴所带静电为负电荷，电荷很小，吸引力也很小，而靶标物表面的静电为正电荷，这些正电荷 (吸引力很强，是地球引力的 40 倍) 把雾滴强拉到靶标物表面，附着于靶标物正面和背面。

5.2.2 静电喷雾喷漆的特点

静电喷雾喷漆在工农业生产，如静电喷涂、静电喷雾冷却、除尘、灭火、燃烧及静电农药喷洒等方面得到广泛的应用。实验与研究表明：静电在均匀、细化雾滴及提高雾滴在目标物的沉积量、均匀性、吸附性等方面有明显效果。

静电喷雾具有以下特点：

(1) 雾滴均匀。有效地降低雾滴尺寸，提高雾滴谱均匀性，静电电压为 -20kV 时，雾滴尺寸降低约 10%，雾滴谱

均匀性提高约5%。

(2) 电荷相同。静电喷雾形成的雾滴带有相同的负电荷,在空间运动中相互排斥,不发生凝聚,所以对目标物覆盖均匀。且相同尺寸的雾滴,带电雾滴与目标物有较大的接触面积,目标物更容易吸收。

(3) 异性电荷。带电雾滴的感应使目标物的外部产生异性电荷,在电场力的作用下,雾滴快速吸附到目标物的正反面,提高了雾滴在目标物上的沉积量,改善了雾滴沉积的均匀性。雾滴在目标物表面上的沉积量比常规法多36%,目标物各部分沉积量分布均匀性都有显著提高。

(4) 持效期长。由于带电雾滴在目标物上吸附能力强,而且全面均匀,效率高,所以雾滴在目标物上黏附牢靠,耐雨淋,有较长的持效期。

(5) 条件限制。不适用于无导电性的各种液体制剂,另外静电喷雾器械结构较复杂,对材料要求高,成本相对也高;同时对操作人员素质的要求也较高。

5.2.3 静电雾化的理论及数值模拟研究

在静电雾化的理论及数值模拟研究方面,由于空间非均匀电场的复杂性及电场与流场的耦合等因素,使得对荷电液体的破碎理论描述较为复杂,而后形成的荷电两相湍流流场的模拟更见难度,尚属起步阶段。

在静电作用下液体的破碎机理上,加拿大的 Incult 对静电场中的水滴在微重力条件下的破碎动力学进行了理论研究与数值模拟。在假设液体为完全导体,忽略黏性,不考虑液体和气体相对运动时的相互作用情况下,根据质量及动量守恒及高斯定理建立了一个描述液滴在外加电场作用下的变形及破碎过程的数学模型,并进行了数值计算,但计算结果与实验有较大偏差。

日本的 P. H. Son 对针(毛细管)·板电极的静电雾化的射流的稳定性进行了理论研究。在忽略黏性,假设射流扰动为小扰动的情况下,通过静电场理论及拉格朗日运动方程获得一个线性化的射流扰动方程(扰动增长速度与扰动波长

的关系式),并用该方程对射流曲张及扭曲两种模式的不稳定性进行了计算及分析。分析表明,随着静电场强的提高,射流发生不稳定时(即射流将要破碎为液滴)的临界波长减小,其计算结果对不稳定性波长的预测与实际基本相符。

Lopez 建立了静电射流不稳定性的非线性理论模型,并对不同荷电及扰动波长下的雾滴大小进行了预测。他的预测结果与某些研究者的实验数据较为相符。Ye Q 在考虑静电力、空气动力等情况下,根据拉格朗日法,对喷粉颗粒轨迹进行了模拟,进行全三维湍流的数值计算,解释了荷电颗粒的空间电荷及湍流流扩散对颗粒轨迹的影响。计算没有考虑相间作用及颗粒的感应荷电。Soltani 等还研究了带电颗粒在管道湍流时的壁面沉积,通过对 N—S 方程的直接数值模拟,求得湍流速度场,并对颗粒大小和场强对颗粒弥散及在管壁的沉积的影响进行了研究。但计算时是假设颗粒足够小,且不考虑颗粒间的相互作用,也没有考虑颗粒对连续相的作用。

其他研究人员也进行了一些理论模拟或数值计算,但同样作了大量的假设及近似,例如不考虑液体黏性,只考虑电极诱导的空间电场而不考虑雾滴感应荷电而形成的电场,或只考虑雾滴电场而不考虑电极诱导的空间电场等。故理论描述及计算与实际情况均有很大出入。

综上所述,在静电雾化理论及应用技术的研究中,由于静电场及流场的耦合、空间电场分布的不均匀性及雾滴受力的复杂性,主要依靠二维相多普勒粒子分析仪、粒子成像测速场仪、相多普勒测速仪、粒度分析仪、数字摄像技术等测试仪器,对雾滴大小及分布、速度分布、雾滴荷电量、射流不稳定性等进行实验研究,且已揭示喷雾过程中的一些信息。而对荷电气液两相湍流射流的系统研究开展不多,但各相关领域的研究进展为荷电气液两相湍流的系统研究提供了良好的基础。在现有基础上进一步深化对荷电气液两相湍流的研究,并将之应用于生产实践之中,具有重要的现实意义。

第 2 章 人 身 电 气 安 全

1 人体允许电流

1.1 人体的允许电流极限

触电事故的伤害程度主要取决于通过人体要害区（一般指心脏）的电流的频率、幅值及持续时间。研究资料表明，当电流通过人体心脏时会产生心室纤维性颤动，当电流通过神经中枢时可以抑制呼吸中枢及引起心血管中枢衰竭，另外电击所引起的呼吸痉挛性收缩也可造成窒息。

一般认为，人体能感受的最小电流约为 1mA。通常，9~25mA 电流对人体的刺激是相当痛苦的，可能使肌肉失去控制能力，难以或不能松开手中握住的带电物体。若电流继续增大，肌肉收缩可使呼吸发生困难，但与下面将要叙述的电流更大而使呼吸受到抑制的情况不同。因为这种现象不是永久性的，将随着电流的中断而消失，除非肌肉收缩相当严重或呼吸停止。这种现象只有在电流持续作用时间达几分钟才能出现，而现代继电保护或其他保护装置能在约几秒或更短的时间内切断电击电流，因此不会出现因肌肉收缩而引起窒息的情况。

当电流变得更大时，心脏将出现纤维性颤动而引起死亡。通常这种情况下不能立即恢复正常呼吸，需要采用特殊的仪器和熟练的技术，且只能在极短的时间内才能恢复呼吸，如果在野外则不可能进行这种治疗。因此引起心脏纤维性颤动的电击电流临界值是在进行接地装置安全设计时需要考虑的主要问题。对于 50Hz 的交流电流，按照人的反应可分为三类：

- (1) 感知电流。感知电流为引起人感觉的最小电流，一般成年男性为 1.1mA，成年女性为 0.7mA。
- (2) 摆脱电流。指人触电后能自己摆脱的最大电流。一般成年男性平均为 16mA，成年女性为 10.5mA。
- (3) 致命电流。在最短的时间内，危及生命的最小电流为致命电流，即引起心脏纤维性颤动或窒息的电流。

电流的大小对人体的电击起着至关重要的作用，对成年男性施加直流和工频交流时人体的不同反应所对应的电流值分别见表 8.2-1 和表 8.2-2。

| 表 8.2-1 施加直流时引起人体不同反应所对应的电流值 mA | | | |
|---------------------------------------|--------|-----|-----|
| 人体反应情况 | 被试者百分数 | | |
| | 5% | 50% | 95% |
| 手表面及指尖端有连续针刺感 | 6 | 7 | 8 |
| 手表面发热，有剧烈连续针刺感，手关节有轻度压迫感 | 10 | 12 | 15 |
| 手关节及手表面有针刺似的强烈压迫感 | 18 | 21 | 25 |
| 前肢部有连续针刺感，手关节有压痛，手有刺痛，强烈的灼热感 | 25 | 27 | 30 |
| 手关节有强度压痛，直至肩部有连续针刺感 | 30 | 32 | 35 |
| 手关节有剧烈压痛，手上似针刺般疼痛 | 30 | 35 | 40 |

表 8.2-2 交流作用时引起人体不同反应所对应的电流值 mA

| 人 体 反 应 情 况 | 被试者百分数 | | |
|-----------------------------|--------|------|------|
| | 5% | 50% | 95% |
| 手表面有感觉 | 0.7 | 1.2 | 1.7 |
| 手表面似乎有麻痹似的连续针刺感 | 1.0 | 2.0 | 3.0 |
| 手关节有连续针刺感 | 1.5 | 2.5 | 3.5 |
| 手有轻度颤动，手关节有受压迫感 | 2.0 | 3.2 | 4.4 |
| 前肢有受手铐压迫似的轻度痉挛 | 2.5 | 4.0 | 5.5 |
| 上肢部有轻度痉挛 | 3.2 | 5.2 | 7.2 |
| 手硬直有痉挛，但能伸开，已感到有局部疼痛 | 4.2 | 6.2 | 8.2 |
| 上肢部和手有剧烈痉挛，失去感觉，手的前表面有连续针刺感 | 4.3 | 6.6 | 8.9 |
| 手的肌肉直到肩部全面痉挛，还可能摆脱带电体 | 7.0 | 11.0 | 15.0 |

根据哥伦比亚大学对体重与心脏和人体比较接近的动物进行多次试验的结果表明：最长触电时间为 3s 时，其电击电流临界值为 100mA。若电流继续增加，则会出现心脏停止跳动，呼吸停止或严重烧伤，直至引起死亡。

如果电击电流低于心脏纤维性颤动的临界值，将可以避免由于电击而引起的死亡或烧伤。当电击电流值低于临界值时，可以将持续时间估计为几分钟，相当于缺乏有效的保护装置和有效的抢救手段，并且可能由于足够大的接地电位梯度的电击，使胸部肌肉严重收缩而造成呼吸停止。

因故障而引起很高的地电位梯度通常是少见的，但由此而引起的电击却很普遍。此外如果因为故障电流持续时间短，设计时就可能的电击限制为仅给人体带来痛苦而不引起伤害，则是不现实的。另外，根据对故障时分析得到的地电位梯度而得出的判断标准，并不代表比受到该电位梯度作用与电击概率较高的各种场合。不同电流强度对人体的影响见表 8.2-3。

| 表 8.2-3 不同电流强度对人体的影响 | | |
|-------------------------|-----------------|---|
| 直流 110~800V | 交流 110~380V | 对人体的影响 |
| 5mA | 1 mA | 人体最小感觉电流 |
| — | 2~7mA | 人会感到电击处强烈麻刺 |
| — | 8~10mA | 手摆脱电源困难 |
| <80mA | <25mA | 呼吸肌轻度收缩；对心脏无损坏 |
| 80~300mA | 25~80mA | 呼吸肌痉挛；通电时间超过 25~30s，可发生心室纤维性颤动或心跳停止 |
| 300~3000mA | 80~100mA | 直流有可能引起引起心室纤维性颤动；交流接触 0.1~0.3 s 以上即能引起严重心室纤维性颤动 |
| — | 300mA 以上 | 0.01s 以后死亡 |
| — | >3A (3kV 以上) | 心跳停止；呼吸肌痉挛；接触数秒以上即可引起严重烧伤致死 |

另外,在判断通过人体电流的危险程度时,也需要考虑电流所流经的时间长度。如果是大电流,即使在很短的时间内也会产生危险,而如果为极小的电流,则即使持续相当长的时间也不会发生危险。有很多学者对人体允许通过的电流进行了研究。德国的 Koeppen 采用下式计算允许通过人体的电流与持续时间的关系

$$I_K t = K_S \quad (8.2-1)$$

式中: I_K 为通过人体电流的有效值, mA; t 为电击持续时间, s; 系数 K_S 为常数, Koeppen 认为采用 $50\text{mA} \cdot \text{s}$ 比较合适。

式 (8.2-1) 可以采用图 8.2-1 所示曲线 A 来表示。如果以曲线 A 为界限,则右上侧为危险范围。例如若有 100mA 的电流通过人体 1s 则极为危险,但若能在 0.1s 内予以切除则为安全。另外当通过人体的电流在 50mA 以下时,曲线 A 中的安全界限与时间无关。曲线 B 为采用 1.67 的安全系数,即 $I_K t = 30\text{mA} \cdot \text{s}$ 对应的曲线。

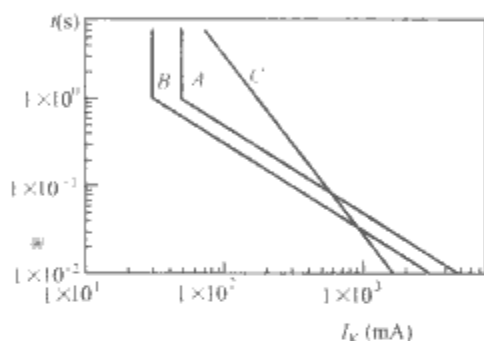


图 8.2-1 人体允许极限电流 I_K 与耐受时间 t 的关系曲线

美国的 Dalziel 采用统计的方法综合了各种躯体和心脏与人体接近的动物试验结果。结果表明,在 $0.03 \sim 3\text{s}$ 的时间范围内人体开始出现心室颤动的电流和人体吸收的能量有关。图 8.2-2 所示为 Dalziel 通过试验和计算得到的人体耐受电流与作用时间之间的关系。

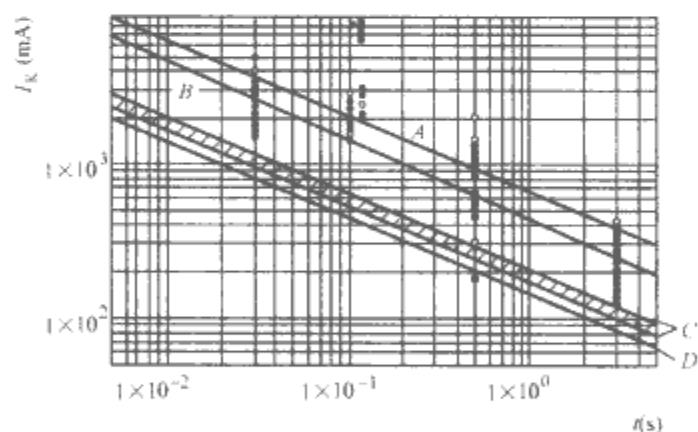


图 8.2-2 Dalziel 提供的人体耐受电流与耐受时间的关系曲线

●—试验结果;○—计算结果;A—57kg 的羊 99.5% 死亡的临界曲线;B—57kg 的羊 50% 死亡的临界曲线;C—包括人在内的 70kg 动物 0.5% 死亡的临界曲线;D—57kg 的羊的 0.5% 死亡临界曲线

经分析表明,若持续时间非常短,人体能承受很大的电流而不会出现心脏纤维性颤动,该电流值为

$$I_K^2 t = K \quad (8.2-2)$$

式中:系数 K 为与人体体重有关的能量系数。

如图 8.2-3 所示为 3s 内心脏出现纤维性颤动的电流值与体重的关系,该曲线对 99.5% 的人有效。从图 8.2-3 中的最大心室不颤动电流曲线可得到体重为 50kg 和 70kg 的人对

应的能量系数 $K_{50} = 0.0135$, $K_{70} = 0.0247$ 。因此可以得到体重为 50kg 的人体的安全电流 I_{K50} 为

$$I_{K50} = 0.116/\sqrt{t} \quad (8.2-3)$$

根据式 8.2-3 的计算结果,持续时间为 1s 时的对应允许电流为 116mA , 0.1s (6 个周波) 则为 367mA , 0.05s 则为 519mA 。

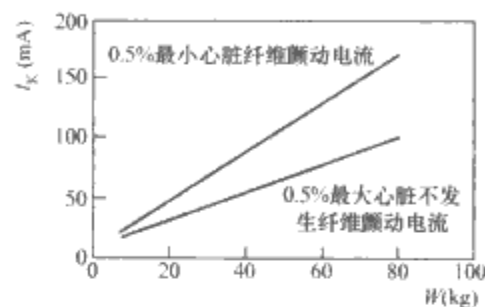


图 8.2-3 3s 内心脏出现纤维性颤动的电流值与体重的关系

体重为 70kg 的人体的安全电流 I_{K70} 为

$$I_{K70} = 0.157/\sqrt{t} \quad (8.2-4)$$

式 (8.2-4) 可以绘成图 8.2-1 中的曲线 C,图 8.2-1 中的三条曲线为人体允许电流安全界限的基本考虑。

式 (8.2-4) 是将持续时间限制到 3s 时由试验得到的。显然,对人体可能承受的某电流值来说,持续时间较长是不合适的。在哥伦比亚大学的试验基础上,建议以 100mA 作为没有明确规定电击时间的纤维性颤动的临界值。然而,由于其试验不包括较长的电击持续时间,也没有因排除胸部肌肉拉长后收缩所引起窒息的可能性,所以在电击电压持续几分钟或更长的时间又没有迅速采取救护措施的情况下,通常采用 25mA 或甚至采用 Dalziel 提出的安全释放值,即男人 9mA ,女人 6mA 。

Biegelmeier 等的研究成果表明可以将人体允许电流分为四个区域,如图 8.2-4 所示。范围 AC-1 为一般情况下无任何反应区域;区域 AC-2 为一般情况下无有害的生理作用区域;区域 AC-3 为不致造成死亡,但能引起肌肉收缩、呼吸困难及血压上升等症状的区域;在曲线 c_1 之上的区域 AC-4 为发生心室纤维性颤动、心跳停止、呼吸停止及严重灼伤等病理学作用的区域。区域 4 可进一步分为三个区域:曲线 c_1 和 c_2 之间的区域 AC-4.1 为心室纤维性颤动概率达到 5% 的区域;曲线 c_2 和 c_3 之间的区域 AC-4.2 为心室纤维性颤动概率达到 50% 的区域;曲线 c_3 之上的区域 AC-4.3 为心室纤维性颤动概率超过 50% 的区域。当耐受时间小于 10ms 时,曲线 b 保持为 200mA 的常数。对应的人体允许电流安全极限曲线 c 一般称为 S 形曲线或 Z 形曲线。

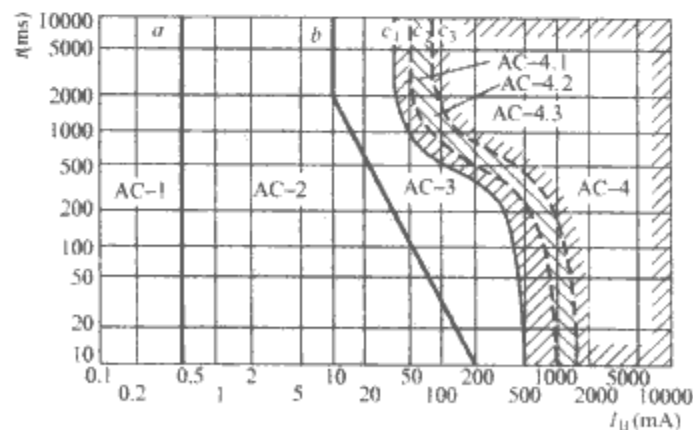


图 8.2-4 Biegelmeier 等提供的人体允许电流的区域划分

根据 Dalziel 提出的对于体重分别为 50kg 和 70kg 的人

体对应的允许电流极限计算公式 (8.2-3) 和式 (8.2-4) 得到的结果同时也会在图 8.2-4 中进行比较。Z 形曲线对于耐受时间大于 0.2s 的电流极限为 500mA, 然后降低到 2.0s 及其之上的 50mA。对于体重为 50kg 的人体, 耐受电流极限在 0.06~0.7s 时对应的人体耐受电流极限小于 Biegelmeier 等的 Z 形曲线对应的电流极限值。

式 (8.2-3) 表明, 对于速动保护装置能可靠地限制故障持续时间的地方, 可允许大得多的电流作用于人体。如果采用主保护的后备保护的切除时间来作为计算的基础, 因继电器误动作与其他各种不利因素同时出现的概率很低, 应取主保护的切除时间。但是如果按后备保护的时间计算, 在许多场合按时间条件考虑是安全的, 而按其他条件考虑可能是危险的。

1.2 多次电击及快速切除故障

在现代电网中, 故障后的重合闸现象是非常普遍的。第一次电击可能没有永久性的伤害, 快速自动重合闸一般是在离第一电击后不到 0.33s 内就会引起第二次电击。第二次电击的时间很短, 触电者还没有来得及恢复过来, 因此第二次电击可能引起更严重的事故。而在手动重合闸时, 时间间隔一般从几秒到几分钟, 在这种情况下, 触电者摆脱触电的场合是可能的, 因此遭受第二次电击的可能性减小, 但不能绝对保证触电者可以避免重合闸时的第二次电击。

哥伦比亚大学的试验表明, 心脏对纤维性颤动的敏感性在连续电击时没有累计效应。这个结论是在短时间间隔内重复 10 次试验性电击的情况下, 仅部分地根据“心脏如没有纤维性颤动, 则几乎总是在电流后 5min 内恢复正常”时得到的。

在时间间隔比较短的再次电击过程中, 人体受到的第一次电击可能不是永久性的损伤, 只是暂时地受到干扰和打击。但是如果人体在恢复正常之前又受到第二次电击, 这时即使比第一次弱一些, 则仍有可能导致发生人身事故。

对于两次或更多次时间间隔非常靠近的电击的累积效应, 国际上还没有进行比较全面的研究, 不能给予定量分析, 建议对再次电击规定容许极限值。然而设计人员在这种困难的情况下, 并非可以忽略这个因素, 而应通过式 (8.2-3) 中的 t 值来获得一个大致的允许范围。例如, 可以假定每一次持续时间为 0.1s 的二次电击的结果, 应该比一次这样的电击要严重些, 但至少不应比持续时间为 0.2s 的一次电击更严重。一种比较可行的方法是将各次电击的时间累计作为单次电击来进行大致的估计, 这样估计的结果偏于保守。

因此为了保证人身安全, 应在故障时快速切除故障。应当指出, 如将快速切除故障作为安全因素而进行过分强调的话, 那也是不全面的, 但在如下两方面有积极作用:

(1) 与故障电流持续时间为几分钟或几小时的情况相比, 受电击的可能性通常随着合理的快速切除而明显地降低。因为对人来说, 由于接地故障电位梯度而引起的大多数人身事故发生在故障电流持续时间较长的情况。

(2) 如果触电情况相同, 试验与实践都表明, 当通过人体电流的持续时间非常短时, 则严重的伤亡率将大大降低。

1.3 直流对人体允许电流的影响

引起人体感觉和反应的电流决定于几方面的因素, 如接触面积、接触时的感受状态、接触压力和接触时的温度、电

流通过的时间、人体的生理特性等。通常引起人体反应的直流电流阈值为 2mA, 而引起人体感觉的交流电流阈值为 0.5mA。释放电流阈值指人体能够摆脱握着的电极的最大电流。直流作用时不像交流作用时那样有明确的释放电流阈值, 交流作用时的释放电流阈值为 10mA。图 8.2-5 所示为直流电流作用时引起心脏纤维性颤动的电流及电流作用时间的关系曲线, 图中各区域的定义与图 8.2-4 基本相同, 只是将 AC 变为了 DC, 这里不再重复。

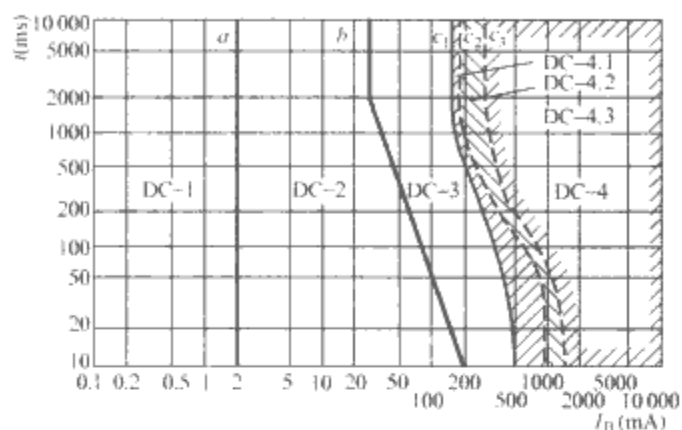


图 8.2-5 直流电流作用于人体时的允许电流极限和对应的时间区域划分

1.4 频率对人体允许耐受电流的影响

国内外对触电事故的研究主要集中在工频 50Hz 或 60Hz 范围。许多研究资料表明, 人体在工频电流作用下的伤害程度最为严重, 人体对工频电流的耐受很低, 大致 0.1A 电流作用于人体将引起致命的后果。低于或高于这个频率, 伤害程度都会减轻。研究表明人体承受 25Hz 的电流值稍高, 甚至可以达到直流的 5 倍。而频率在 3~10kHz 范围时, 可以耐受更高的电流。人体的最小感觉冲击电流为 40~90mA, 远高于交流感觉电流 1mA 和直流感觉电流 5mA。在雷电流作用下人体可能承受几百安培的电流幅值。就直流和冲击电流来说, 冲击电流的危险性更大, 因为在通常情况下, 雷电流幅值可以达到数十安培以上。但不同的动物的敏感频率是不同的, 如狗受到电击时最危险的频率为 150Hz。

图 8.2-6 所示为频率对人体感觉电流阈值的影响, 频率范围为工频至 10kHz。图 8.2-6 中的频率因素 F_f 是指高频时的感觉电流阈值与工频时对应值的比值, 频率为 10kHz 时的人体感觉电流阈值可达交流时的感觉电流阈值的 13 倍。图 8.2-7 为频率对人体释放电流的影响, 图中的频率因素也是指高频时的释放电流阈值与工频对应值的比值, 频率为 10kHz 时的人体感觉电流阈值可达交流时的感觉电流阈值的 5 倍多。图 8.2-8 所示为频率对引起人体心脏纤维性颤动的电流阈值的影响, 电流通过人体躯干, 电流作用时间至少

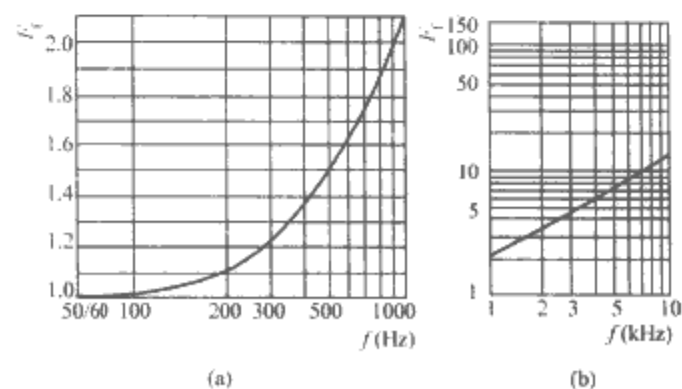


图 8.2-6 频率对人体感觉电流阈值的影响
(a) 50/60~1000Hz; (b) 1~10kHz

为1个心脏周期，图中的频率因素也是指高频时引起人体心脏纤维性颤动的电流阈值与工频对应值的比值。

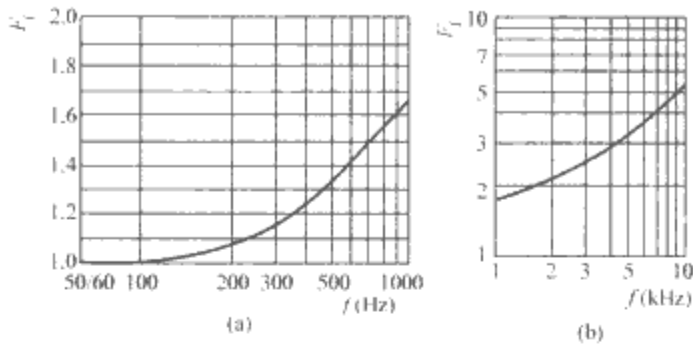


图 8.2-7 频率对人体释放电流的影响
(a) 50/60~1000Hz; (b) 1~10kHz

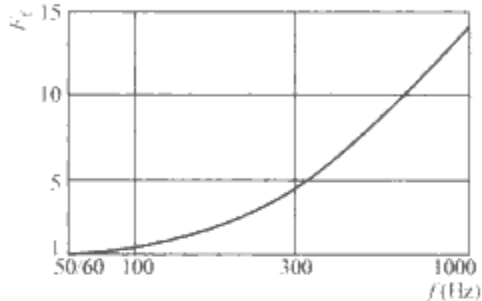


图 8.2-8 频率对引起人体心脏纤维性颤动的电流阈值的影响

2 人体的电阻

直流或工频电流作用时，人体可近似为一个电阻。要确定包括皮肤电阻在内的人体电阻值是非常困难的，对此不同的学者建议采用500Ω至几千欧姆的电阻值。在直流及工频电流的作用下，人体可视为一无感电阻。这个电阻通常是指从人的一只手到两只脚间或从一只脚到另一只脚间的电阻，但是无论在哪种情况下，该电阻都很难确定。大量研究表明，当人体皮肤干燥、洁净和无损伤时，包括皮肤电阻在内的人体电阻有时可高达几万欧姆。但人体皮肤浸湿后，电阻可下降到1000~3000Ω。若除去皮肤，则人体电阻只有300~500Ω。人体电阻为随机值，它与下列因素有关：

- (1) 皮肤状况。潮湿、出汗、带有导电金属粉尘及皮肤破裂等。
- (2) 接触电压。接触电压越高，电阻越小。
- (3) 接触状况。接触面积越大，接触越紧，电阻越低。
- (4) 电流值及作用时间。电流增加，电阻减小。电流越大，作用时间越长，人体产生的热和汗就越多，使电阻下降。

Dalziel 经过多次试验表明将手臂至手肘泡在水里并站在10in深的盐水中，这时皮肤的接触电阻最小。在频率为60Hz及直流电流限定为10mA的情况下，测得的电阻为400~600Ω。对在事故电击的情况下，人体四肢间的内阻取500Ω较为合适。为了确定适当的安全释放电流和电压，Dalziel在数百名自愿者的身上进行了试验。他将其中99.5%的人可耐受的电流值或电压值作为健康人的安全值。为模拟电击时很不利的情况，试验是在双手潮湿、双脚站在盐水中进行的。统计结果表明，在频率为60Hz时，电流为9mA时，手对手的耐受电压为21V，手对双脚的耐受电压为10.2V。手对手的交流电阻等于2330Ω，手对双脚的交流电阻等于1130Ω。考虑到皮肤由于环境的影响或出汗潮湿，皮肤的某些部位有损伤，或者皮肤上有导电性的粉尘等，人体电阻一般在1000~1500Ω的范围。我国在接地安全设计时取人体电阻为1500Ω。表8.2-4为北京电力试验研究所对

三人的人体电阻的测量结果，试验地点为水田，水深为200mm，脚站入泥中约100mm，双脚站在铁板上。水田中水温为37℃，浑水电阻率为10.85Ω·m，清水电阻率为16Ω·m，表中的人体电阻为接触电压除以人体电流计算得到的。表8.2-5所示为不同状况下人体电阻的测试结果。

表 8.2-4 人体电阻测试结果

| 接触电压 (V) | 接触状况 | 通过人体电流 (mA) | 人体电阻 (Ω) | 人体感觉 |
|----------|------------------------|-------------|----------|--------|
| 4.3 | 干手，单手轻碰 | 约为0 | | 无感觉 |
| 4.3 | 湿手，单手接触极板 (半径9cm) | 0.8 | 5400 | 无感觉 |
| 4.3 | 湿手，单手接触极板 (半径10.5cm) | 2.0 | 2150 | 手麻抖 |
| 4.3 | 湿手，双手上下接触极板 (半径10.5cm) | 3.5 | 1230 | 手麻抖 |
| 6.7 | 湿手，单手接触极板 (半径10.5cm) | 3.1 | 2160 | 手麻抖 |
| 6.7 | 湿手，双手上下接触极板 (半径10.5cm) | 4.6 | 1450 | 手麻抖，脚麻 |
| 21.1 | 干手，单手接触极板 (半径8cm) | 4.6 | 4600 | 手和腕臂麻抖 |
| 21.1 | 干手，单手接触极板 (半径6cm) | 2.7 | 7800 | 手麻抖 |
| 21.1 | 湿手，三个手指接触极板 (半径10cm) | 3.7 | 5700 | 手麻抖 |

表 8.2-5 不同状况下的人体电阻测试结果 Ω

| 接触电压 (V) | 皮肤干燥① | 皮肤潮湿② | 皮肤湿润③ | 皮肤浸入水中④ |
|----------|-------|-------|-------|---------|
| 10 | 7000 | 3500 | 1200 | 600 |
| 25 | 5000 | 2500 | 1000 | 500 |
| 50 | 4000 | 2000 | 875 | 440 |
| 100 | 3000 | 1500 | 770 | 375 |
| 250 | 1500 | 1000 | 650 | 325 |

- ① 相当于干燥场所的皮肤，电流路径为单手至双足
- ② 相当潮湿场所的皮肤，电流路径为单手至双足。
- ③ 相当于有水蒸气等特别潮湿场所的皮肤，电流路径为双手至双足。
- ④ 相当于游泳池或浴池中的情况，基本上为体内电阻。

Laurent 在一些实例计算中采用3000Ω作为频率为50Hz时一般的人体和皮肤的电阻值。如果在计算时，力图偏于特别安全考虑，可采用人体和皮肤电阻为500Ω来计算，这时在一般情况下将具有较大的安全系数。图8.2-9所示为工频电流作用时，电流作用路径为从一只手至另一只手，或从一只手至另一只脚时接触电压与总的人体电阻的关系曲线，图中给出了不同概率时对应的电阻值。

IEEE Std80-2000 变电站安全接地导则认为采用1000Ω比较合适。这个结论是基于Dalziel试验确定的，也是根据极不可能出现的因素，即包括电击强度在内的各种因素，在电击发生瞬间具有最不利的值，以及避免不合理的安全因素的组合来确定的。因此在后面的分析中，表示人体的一只手至另一只手、一只手至双脚、一只手或一只脚至另一只脚的情况下的人体电阻采用1000Ω的数值。对于特别高的电压或电流，会引起接触的皮肤损伤，从而使电阻值降低。另外分析时为了保守起见，忽略手和脚的接触电阻，同时也不考

虑手套和鞋的电阻。

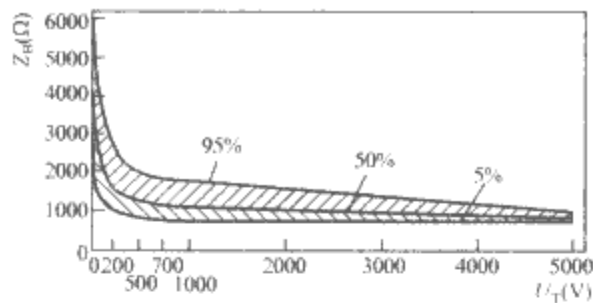


图 8.2-9 工频电流作用时接触电压 U_T 与人体电阻的关系曲线

人体电阻与施加于人体的电压，即接触电压有关，图 8.2-10 所示为德国 Freiburger 提出的人体电阻与接触电压、皮肤的干燥状态等的关系。皮肤潮湿与干燥，其对应电阻可相差 3 倍以上。如果进行比较详细的分析时，可采用如图 8.2-11 所示的等效电路模型。在高频电流作用于人体时，应考虑到人体的电容。图 8.2-12 所示为不同接触电压时，频率对人体阻抗的影响，频率增加，人体对应的阻抗明显降低。

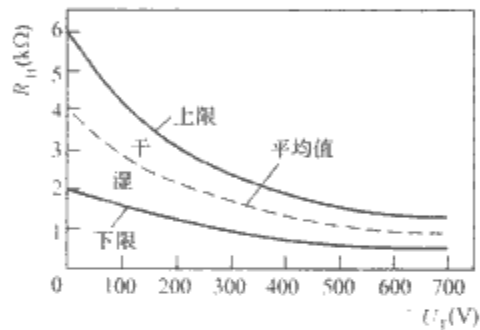


图 8.2-10 人体电阻与接触电压及皮肤干燥状态的关系

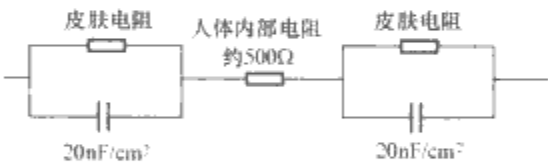


图 8.2-11 人体等效电路模型

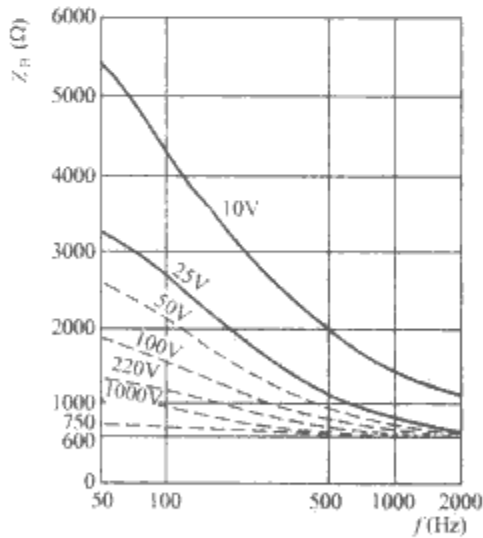


图 8.2-12 频率对人体阻抗的影响

3 人体电击时的等效电路

3.1 通过人体的电流路径

应当指出，上述的讨论都与流过人体的电流路径有关。例如手对单脚或手对双脚之间的路径，其中大部分电流要通过包括心脏在内的人体重要器官。通常认为，电流从一只脚

流到另一只脚时，其危险性很小。根据德国 Loucks 的试验结果，要在心脏部位引起同样的电流，脚对脚流过的电流要比手对脚大得多，其比率高达 25 : 1。

当所考虑的路径是从一只脚到另一只脚时，如果具备适当的条件，则容许通过的电流比式 (8.2-3) 计算得到的值要大得多，甚至可达 10 倍以上，但应考虑下列因素：

- (1) 对两脚之间的电压应是使人感到痛苦，并有可能因电流流过胸部导致人跌倒，但不是致命的。而这里的危险主要取决于故障的持续时间与重合闸时连续故障的概率。
- (2) 在故障发生时，这时工作人员可能在倾斜的状况下进行工作或者休息。

3.2 电击事故的主要类型

电击事故的主要类型可分为接触电击、跨步电击和转移电势引起的电击三种，如图 8.2-13 所示。接触电击是由于接触电压引起的。接触电压是指接地短路电流或故障电流流过接地装置时，大地表面形成电位分布，在地面上离设备水平距离为 1.0m 处与设备外壳、构架或墙壁离地面的垂直距离为 1.8m 处两点间的电位差。人体接触两点时所承受的电压称为接触电压 U_T ，如图 8.2-14 所示。在电力系统变电站接地网中心对接地网接地体间的最大电位差称为最大接触电位差，人体接触两点时所承受的电压称为最大接触电压。

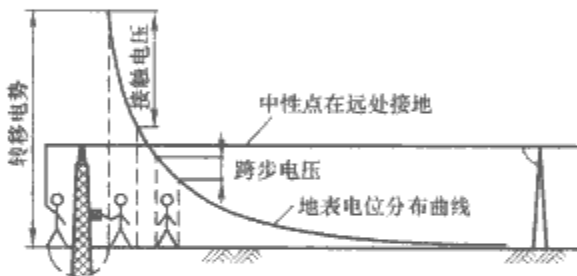


图 8.2-13 电击分类示意图

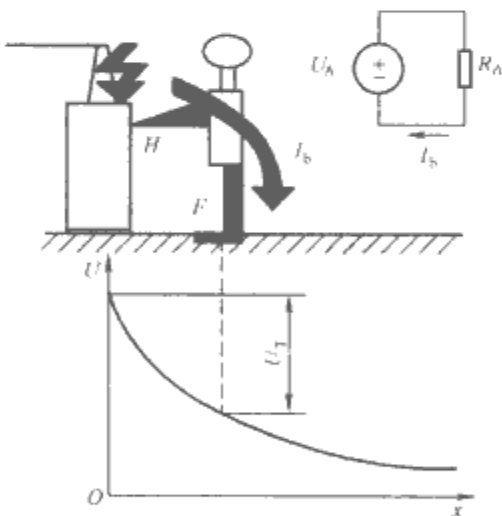


图 8.2-14 接触电击示意图及等效电路模型

跨步电击是由于人体承受的跨步电压引起的。跨步电位差指接地短路电流或故障电流流过接地装置时，地面上水平距离为 1.0m 的两点间的电位差。人的两脚接触该两点时所承受的电压称为跨步电压 U_S ，如图 8.2-15 所示。

转移电势指接地短路电流或故障电流流过接地装置时，由一端与接地装置相连的金属导体传递的接地装置对地电位。图 8.2-16 所示为转移电位差 U_{TR} 引起电击的范例，可以将它看作“接触”触电的一种特殊形式。如果工作人员站在变电站内接触一个在远处接地的导体，或者是站在远处的人触摸与变电站接地网相连的导体，这时电击电压基本上等于故障条件下接地网的全部地电位升，而不是常见跨步或接

触触电时只承受地电位升的一小部分。

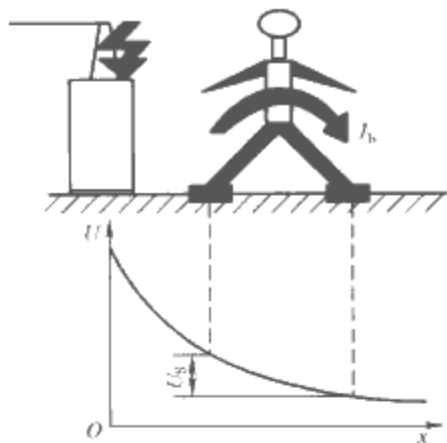


图 8.2-15 跨步电击示意图

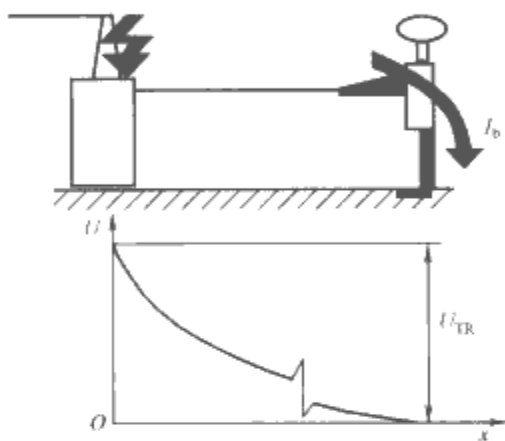


图 8.2-16 转移电势引起的电击示意图

接触电压、跨步电压与人手的接触电阻、鞋的电阻、脚的接地电阻和人体电阻有关。一般来说，人手的接触电阻很低，可以假设为零；而鞋的电阻变化很大，对潮湿的皮革来说，其值很小，也可以假设为零。

3.3 电击时的等效电路模型

国外有很多学者对电击时的等效电路模型进行了分析。如图 8.2-14 所示为故障电路对接地装置放电时，人体接触一个与接地装置具有相同电位的接地的金属结构物 H 时的情况及对应的电击时的等效电路模型，人体站在地面 F 处，与地面具有一个较小的接触面积，人体作为等效电路的一部分。事故电路可以采用图 8.2-17 所示的分布参数电路进行等效。该电路对应的 Thevenin 等效电路如图 8.2-18 所示。因此通过人体的电流 I_b 为

$$I_b = \frac{U_{TH}}{Z_{TH} + R_B} \tag{8.2-5}$$

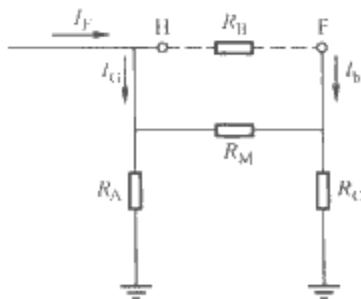


图 8.2-17 电击事故时的等效电路

I_b —流过人体的电流； I_G —流入接地装置的电流； I_F —故障电流； R_A —接地装置对无穷远处的零电位点的接地电阻； R_C —在接触电击时为一只脚对无穷远处的零电位点的接地电阻的一半，即 $R_C = R_F/2$ ，如果在跨步电击时 $R_C = 2R_F$ ； R_M —接地装置与脚之间的互电阻

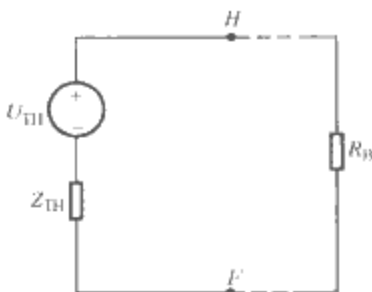


图 8.2-18 Thevenin 等效电路模型

U_{TH} —端子 H 和 F 之间的电压；
 Z_{TH} —从 H 和 F 看进出时所有系统的电压源短路时的系统阻抗

在双脚接触地面时，脚的接地电阻对人体电流值有明显的影响。脚可以看作半径 b 约为 8cm 的表面圆板式电极，脚的接地电阻 R_F 可根据所接触的地面的电阻率 ρ ($\Omega \cdot m$) 来计算，根据前面介绍的圆板电极接地电阻的计算公式来进行计算为

$$R_F = \frac{\rho}{4b} \tag{8.2-6}$$

每只脚的接地电阻约为 3ρ (Ω)。在进行发变电站设计时，式 (8.2-6) 的计算结果是没有考虑存在的发变电站地网时得到的，如果要考虑到存在的接地网，计算过程将比较复杂，得到的计算结果大于式 (8.2-6) 的计算结果。

计算接触电压和跨步电压时需要得到图 8.2-18 中 Thevenin 电路的等效阻抗。Dawalibi 等对等效阻抗进行了详细的讨论。但为了保守起见，跨步电击时，两脚的串联电阻约为 6ρ (Ω)；而接触电击时，两脚的并联电阻约为 1.5ρ (Ω)。采用这些等值电阻将导致计算得到的流过人体的电流过大。

因此接触电击和跨步电击时作用于人体的接触电压 U_T 和跨步电压 U_S 分别为

$$U_T = (R_B + 1.5\rho) I_b \tag{8.2-7}$$

$$U_S = (R_B + 6\rho) I_b \tag{8.2-8}$$

4 人体安全电压及容许电位差

4.1 人体安全电压

将人体的允许电流 I_K 乘上人体电阻 R_B 则可以得到人体允许的安全电压 U_{SV} 为

$$U_{SV} = I_K R_B \tag{8.2-9}$$

在有效接地系统中，单相或两相接地故障不会长期存在，将式 (8.2-3) 代入式 (8.2-9) 可得到体重为 50kg 的人体允许的短时安全电压为

$$U_{SV50} = 0.116 R_B / \sqrt{t} \tag{8.2-10}$$

将式 (8.2-4) 代入式 (8.2-10) 可得到体重为 70kg 的人体允许的短时安全电压为

$$U_{SV70} = 0.165 R_B / \sqrt{t} \tag{8.2-11}$$

如果取人体电阻 $R_B = 1000\Omega$ ， $t = 1s$ ，则 50kg 和 70kg 人体在 1s 内所能承受的电压分别为 116V 和 165V。

在非有效接地系统中的单相接地故障一般不会迅速切除，因此允许作用于人体安全电压应相应降低。我国接地规标准定为 50V。此外，根据劳动环境条件的不同，我国规定的安全电压为：①在没有高度危险的建筑物中为 65V；②在有高度危险的建筑物中为 36V；③在特别危险的建筑物中为 12V。但是不能认为这些电压是绝对安全的，在人体汗湿、皮肤破坏时，长时间触及安全电压的电源也可能导致电击死亡。

国家标准 GB 3805—1983《安全电压标准》对安全电压的规定见表 8.2-6。在使用这些安全电压标准时，还要满足如下几个条件：

- (1) 安全电压必须和 220V 交流电源隔离，或采用独立的电源。
- (2) 工作在安全电压以下的电压，必须与其他导电部分隔离。
- (3) 当电气设备采用了 24V 以上的安全电压时，必须采取防直接接触带电体的保护措施，其电路必须与大地绝缘。

表 8.2-6 安全电压标准

| 安全电压（交流有效值） | | 应 用 范 围 |
|-------------|--------------|-----------------------|
| 规定值 （V） | 空载上限值 （V） | |
| 42 | 50 | 在有触电危险的场所使用的手持式电动工具等 |
| 36 | 43 | 在矿井、多导电粉尘等场所使用的灯 |
| 24 | 29 | 可供某些具有人体可能偶然接触的带电体的设备 |
| 12 | 15 | 选用 |
| 6 | 8 | |

4.2 人体允许电位差

容许电位差涉及接触电压、跨步电压及转移电势三种情况。利用式（8.2-3）及式（8.2-4）所确定的人体电流容许值后，确定适当的人体电路参数便可以计算出产生在接触点之间的容许电位差。

对任何两点之间的容许电位差，可根据电路参数和人体容许电流值进行计算。按照能量等效定理，在连接接触点的外部电路串联时，其中两点之间的人体电流将等于施加电压在人体电阻上所引起的电流。严格地说，其外部电流可能包括两条并联途径：通过地的直接回路和通过回路故障点的并联回路。

由于故障电流高达数百到数千安培，而人体电流需要限制在毫安级的某一数值，因此可以忽略由于电流通过人体分流时所引起的施加电压的变化。可以假设触电前的全部电位差保持不变。根据图 8.2-13，当人体在地面行走时，人的两脚和地面的接触电阻 R_F 及人体电阻 R_B 是串联的，此时人体两脚间的耐受跨步电压 U_S 为

$$U_S = \frac{R_B}{R_B + R_F/2} U_{S0} = \frac{R_B}{R_B + 6\rho_S} U_{S0} \quad (8.2-12)$$

式中： U_{S0} 为人没有站立该处时，该两点间的电位差，即跨步电压。

根据图 8.2-14，当人站立地面用手去接触接地的金属导体时，人的两只脚和土壤间的接触电阻是并联的，因此人的手和脚间所受的实际电压即耐受接触电压 U_T 为

$$U_T = \frac{R_B}{R_B + 0.5R_F} U_{T0} = \frac{R_B}{R_B + 1.5\rho_S} U_{T0} \quad (8.2-13)$$

式中： U_{T0} 为人没有站立该处时，该两点间的电位差，即接触电压。

如果取表层土壤电阻率为 $200\Omega \cdot m$ ，人体电阻为 1000Ω ，则按式（8.2-12）和式（8.2-13）分别计算得到作用于人体的跨步电压和接触电压为

$$U_S = 0.455U_{S0} \quad (8.2-14)$$

$$U_T = 0.769U_{T0} \quad (8.2-15)$$

这时根据式（8.2-3）的容许电流计算公式，可得出 50kg 体重的人体在大接地短路电流系统中的人体容许跨步电压 U_{S50} 和容许接触电压 U_{T50} 为

$$U_{S50} = (R_K + 2R_F) I_K = (1000 + 6\rho_S) \frac{0.116}{\sqrt{t}} = \frac{116 + 0.7\rho_S}{\sqrt{t}} \quad (8.2-16)$$

$$U_{T50} = (R_K + R_F/2) I_K = (1000 + 1.5\rho_S) \frac{0.116}{\sqrt{t}} = \frac{116 + 0.17\rho_S}{\sqrt{t}} \quad (8.2-17)$$

同样可得到 70kg 的人体容许跨步电压 U_{S70} 和接触电压 U_{T70} 分别为

$$U_{S70} = (R_K + R_F/2) I_K = (1000 + 6\rho_S) \frac{0.157}{\sqrt{t}} = \frac{157 + 0.942\rho_S}{\sqrt{t}} \quad (8.2-18)$$

$$U_{T70} = (R_K + 2R_F/2) I_K = (1000 + 1.5\rho_S) \frac{0.157}{\sqrt{t}} = \frac{157 + 0.2355\rho_S}{\sqrt{t}} \quad (8.2-19)$$

如果设人体允许跨步电压和接触电压为人的安全电压 U_S ，由式（8.2-12）和式（8.2-13）可求得人体允许的跨步电压 U_{S0} 和接触电压 U_{T0} 分别为

$$U_{S0} = \frac{R_B + 6\rho_S}{R_B} U_S \quad (8.2-20)$$

$$U_{T0} = \frac{R_B + 1.5\rho_S}{R_B} U_S \quad (8.2-21)$$

如果取 $U_S = 50V$ ，则在非有效接地系统（小电流接地系统）中人体允许的跨步电压和接触电压分别为

$$U_{S0} = 50 + 0.3\rho_S \quad (8.2-22)$$

$$U_{T0} = 50 + 0.075\rho_S \quad (8.2-23)$$

4.3 大地表层土壤电阻率对安全的影响

从前面的分析可以看出，人体允许的接触电压和跨步电压直接决定于大地表层土壤电阻率，可以通过提高表层土壤电阻率来提高人体与地面间的接触电阻，从而达到增加人体允许的跨步电压和接触电压的目的。从另一方面考虑，地表敷设高电阻率层将有利于阻碍故障电流流入表层，地表面电压与没有地表层时比较接近，由于与地表接触电阻的增加，从而导致流过人体电流的减小。

在发（变）电站地面，通常在地表敷设一层厚度为 15~38cm 厚的砾石或沥青混凝土路面。即使在下雨天，砾石或沥青混凝土仍能保持 $5000\Omega \cdot m$ 的电阻率。特别应当注意，普通的混凝土路面不能用来作为提高表层电阻率的措施，因此混凝土具有吸水性能，在下雨天其电阻率将降至几十欧姆·米。

前面计算人脚接地电阻 R_F 的公式（8.2-6）是基于均匀土壤模型得到的。铺设高阻层路面后，脚的接地电阻 R_F 应按双层土壤模型进行分析，其分析过程比较复杂。人脚接地电阻与高电阻率层的电阻率与土壤电阻率的相对值及表层厚度有关。IEEE Std80-2000 推荐采用如下简化方法来考虑地表高阻层的影响。

存在地表高电阻率层时，站在地表上的人的一只脚的接地电阻采用下式来进行修正，以考虑地表高电阻率层的

影响:

$$R_F = \frac{C_S \rho_S}{4b} \quad (8.2-24)$$

C_S 为存在高阻层时脚的接地电阻的校正系数

$$C_S = 1 + \frac{16b}{\rho_S} \sum_{n=1}^{\infty} K^n R_M(2nh_S) \quad (8.2-25)$$

K 为反射系数

$$K = \frac{\rho - \rho_S}{\rho + \rho_S} \quad (8.2-26)$$

式中: h_S 为表层高阻层的厚度, m; ρ_S 为表层高阻层的电阻率, $\Omega \cdot m$; ρ 为表层高阻层下面数米深的土壤的电阻率, $\Omega \cdot m$; $R_M(2nh_S)$ 为两个间距为 $2nh_S$ 的相似的平行同轴圆盘之间的互接地电阻, 土壤为电阻率为 ρ_S 的无限媒质, 如图 8.2-19 所示。

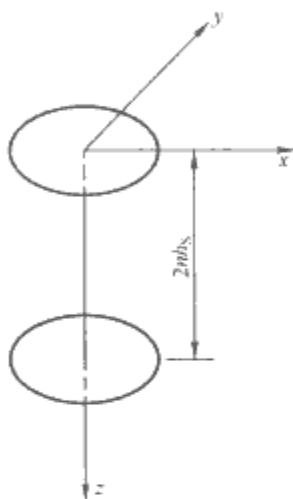


图 8.2-19 相距 $2nh_S$ 的圆盘电极

假设图 8.2-19 中半径为 b 的圆盘 A 在 $x-y$ 平面上, z 轴通过圆盘的中心, 圆盘 A 的 $z=0$ 。圆盘流入电阻率为 ρ_S 的无穷均匀媒质的电流为 I , 采用轴对称坐标可以得到任一点 $P(r, z)$ 的电位为

$$U(r, z) = \frac{I\rho_S}{4\pi b} \arcsin \left[\frac{2b}{\sqrt{(r-b)^2 + z^2} + \sqrt{(r+b)^2 + z^2}} \right] \quad (8.2-27)$$

式中: $r = \sqrt{x^2 + y^2}$; $z = 2nh_S$ 。

与圆盘 A 同轴的半径为 b 的圆盘 B 的电位可以采用平均电位法进行求解为

$$U_B = \frac{1}{\pi b^2} \int_0^b 2\pi x U(x, 2nh_S) dx \quad (8.2-28)$$

因此圆盘 A 和圆盘 B 间的互接地电阻 $R_M(2nh_S)$ 为

$$R_M(2nh_S) = U_B / I \quad (8.2-29)$$

图 8.2-20 所示为计算得到的校正系数 C_S 与表层高阻层厚度 h_S 的关系曲线。因此如果已知表层高阻层的厚度 h_S 及反射系数 K 就可以查表得到对应的校正系数 C_S 。

另外, 校正系数可以采用如下的经验公式进行计算

$$C_S = 1 - \frac{a(1 - \rho/\rho_S)}{2h_S + a} \quad (8.2-30)$$

式中: 常数 $a=0.09m$, h_S 的单位为 m。

式 (8.2-30) 适合于 K 为 $-0.98 \sim 0$, h_S 为 $0 \sim 0.3m$ 的情况。图 8.2-20 中虚线为式 (8.2-30) 的计算结果, 通过与解析解进行比较, 式 (8.2-30) 的误差小于 5%。

如果表层高阻层为 $0.2m$, 其湿电阻率为 $2000\Omega \cdot m$, 土壤电阻率为 $105\Omega \cdot m$, $b=0.08m$, 因此计算得到校正系数 $C_S=0.792$, $K=-0.9$ 。从图 8.2-20 可以得到相同的结果, 因此一只脚的接地电阻为 $R_F=4950\Omega$ 。

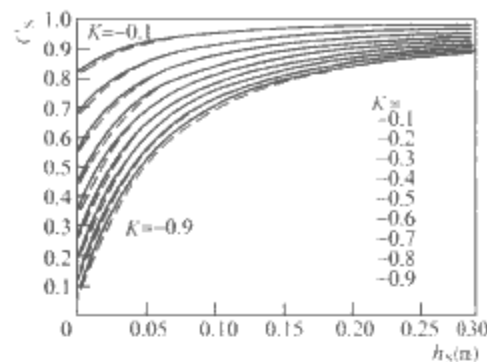


图 8.2-20 敷设表层高阻层时人脚接地电阻校正系数 C_S 与表层厚度 h_S 的关系曲线

考虑到地表层对人脚接地电阻的影响后, 前面计算 $50kg$ 体重的人体在大接地短路电流系统中的人体容许跨步电压 U_{S50} 和容许接触电压 U_{T50} 的式 (8.2-16) 和式 (8.2-17) 分别变为

$$\begin{aligned} U_{S50} &= (1000 + 6\rho_S C_S) \frac{0.116}{\sqrt{t}} \\ &= \frac{116 + 0.7\rho_S C_S}{\sqrt{t}} \end{aligned} \quad (8.2-31)$$

$$\begin{aligned} U_{T50} &= (1000 + 1.5\rho_S C_S) \frac{0.116}{\sqrt{t}} \\ &= \frac{116 + 0.17\rho_S C_S}{\sqrt{t}} \end{aligned} \quad (8.2-32)$$

同样计算 $70kg$ 的人体容许跨步电压 U_{S70} 和接触电压 U_{T70} 的式 (8.2-18) 和式 (8.2-19) 分别变为

$$\begin{aligned} U_{S70} &= (1000 + 6\rho_S C_S) \frac{0.157}{\sqrt{t}} \\ &= \frac{157 + 0.942\rho_S C_S}{\sqrt{t}} \end{aligned} \quad (8.2-33)$$

$$\begin{aligned} U_{T70} &= (1000 + 1.5\rho_S C_S) \frac{0.157}{\sqrt{t}} \\ &= \frac{157 + 0.235\rho_S C_S}{\sqrt{t}} \end{aligned} \quad (8.2-34)$$

在我国电力行业标准 DL/T 621—1997《交流电气装置的接地》中推荐的 $110kV$ 及以上有效接地系统和 $6 \sim 35kV$ 低电阻接地系统发生单相接地或同点两相接地时, 发(变)电站接地装置的接触电压 U_T 和跨步电压 U_S 允许值可由式 (8.2-16) 和式 (8.2-17) 进行计算。

IEEE Std80—2000 和 DL/T 621—1997 提供的计算接触电压和跨步电压的计算公式的区别有如下两方面:

(1) IEEE Std80—2000 计算公式中的人体电阻取 1500Ω , 而 DL/T 621—1997 取 1000Ω 。

(2) DL/T 621—1997 计算公式只考虑了人脚站立处地表面的土壤电阻率 ρ_S , 因此采用高阻层时, 人体允许的接触电压和跨步电压将会提高, 但计算公式不能反应高阻层厚度的影响。而 IEEE Std80—2000 的计算公式中引入了修正系数 C_S , 使计算结果不仅与高阻层的厚度有关, 还与高阻层下面的土壤的电阻率有关。

图 8.2-21 和图 8.2-22 所示分别为 IEEE Std80—2000 公式和 DL/T 621—1997 公式计算得到的 $50kg$ 人体对应的接触电压和跨步电压的比较, 假设高阻层的厚度为比较常见的 $15cm$, 土壤电阻率为 $100\Omega \cdot m$, 假设短路电流持续时间为 $1s$, 比较图 8.2-21 和图 8.2-22 中的两曲线可以看出, DL/T 621—1997 提供的计算公式计算得到的允许接触电压和跨步电压明显高于 IEEE Std80—2000 提供的计算公式计算得到的结果, 因此, IEEE Std80—2000 对接地系统的要求更严。

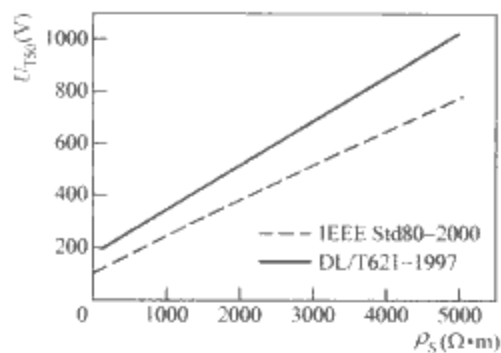


图 8.2-21 IEEE Std80—2000 公式和 DL/T 621—1997 公式计算得到的接触电压 U_{T50} 的比较

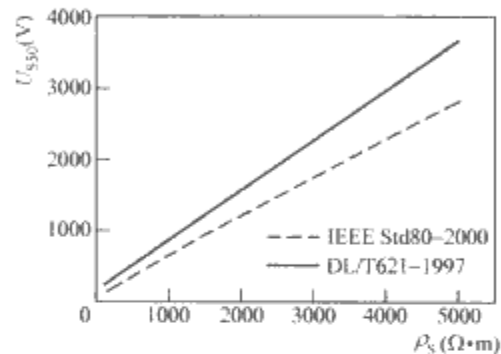


图 8.2-22 IEEE Std80—2000 公式和 DL/T 621—1997 公式计算得到的跨步电压 U_{S50} 的比较

分析表明，高阻层对提高人体运行的接触电压和跨步电压的允许值的效果是有限的，一般高阻层厚度可取 10~20cm，继续增加高阻层的厚度对提高人体接触电压和跨步电压的允许值的效果并不大。

5 电流对人体的伤害

电流对人体的伤害就是通常说的电击，是电流的能量直接作用于人体或转换成其他形式的能量作用于人体造成的伤害。电流可能对人体构成多种伤害，例如电流通过人体，人体直接接受电流能量将遭到电击；电能转换为热能作用于人体，致使人体受到烧伤或灼伤；人在电磁场照射下，吸收电磁场的能量也会受到伤害等。诸多伤害中，电击的伤害是最基本的形式。与其他一些伤害不同，电流对人体的伤害事先没有任何预兆；伤害往往发生在瞬息之间，而且伤害人体一旦遭受电击后，防卫能力迅速降低，这两个特点都增加了电流伤害的危险性。

5.1 触电的种类

触电对人体伤害有三种形式，即电击、电伤、电场伤害。

5.1.1 电击

电流通过人体造成肌肉抽筋、呼吸困难、心脏麻痹，以至死亡，称为电击。其触电方式有：

(1) 单相触电。人站在地面上，碰到一根电线或漏电的用电设备外壳，电流由触电处通过人体，可由人体与地面接触处（脚）与大地相通，电流贯通人体，称为单相触电。如果只碰到一根电线，而人站在绝缘体上不与大地接触，就不会发生触电，如小鸟站在一根电线上则安然无恙。预防措施：主要是将变压器中心点直接接地即工作接地，其阻值应小于 4Ω。

(2) 两相触电。人体的两处（如双手或手和脚）同时碰

到两根电线，则电流就由电位高处流向电位低处（380V/220V 电网供电系统），贯通全身，称为两相触电。如两只小鸟分别站在两根电线上，拍打翅膀相碰，就会被电死，这是最危险的。预防措施：主要是保护接地（将电气设备外壳与大地连接，其阻值应小于 4Ω）或保护接零（将电气设备外壳与电网的中性线连接），但在低压电网已作了工作接地时，应采用保护接零，不应采用保护接地。

(3) 跨步电压触电。一根供电线断落在地上时，以落点为圆心，在周围 20m 范围内行走，双脚迈开（人体 1.0m，牲畜 1m）之间的电位差发生触电，称为跨步电压。此时，电流从电压高的一只脚进入，从接触电压低的一只脚流出，形成电流通过人体触电，造成伤亡。预防措施：主要是“三级配电二级保护”。处理办法：单脚落地，尽快退出该区域。

5.1.2 电伤

由于电弧及熔体熔化，蒸发的金属微颗粒对人体外表的伤害，称为电伤，如拉闸时产生电弧烧伤手臂或刺伤眼睛。

5.1.3 电场伤害

人体在电场作用下受到的伤害，如塔吊悬臂间距离太近，产生感应电流造成触电伤害。

5.2 电流作用机理

电流通路上的损伤来源于两种机制：①电流通路上的焦耳热产生的热损伤；②电流对具有电极性的组织成分的直接破坏作用。这两种机制最后都导致分子构象的改变或大分子（例如膜蛋白、膜脂）结构的破坏。它们之间的基本区别是能量传递给分子的机制不同。这种认识已经得到了人们的普遍认可。电击伤的机制和病理生理学特点较复杂，热作用和非热作用的发生主要取决于电压的高低以及电流通路持续的时间、细胞在电流通路上的方位以及它们的相对位置。如果电压低且接触时间很短，细胞损伤的非热作用是主要的，并且主要损伤细胞膜；当电压高且接触时间很长时，热作用占主导作用，并且对整个细胞都有影响。

5.2.1 热作用

热作用主要是指在电流作用下机体产生的焦耳热对机体各组织器官造成损伤。其机理为：在电场的作用下，带电离子会沿着电场方向定向运动，在运动过程中与其他离子或分子发生碰撞，并进行动量交换，产生热能。当足够大的动量传递到细胞膜上时，由于细胞膜的脂双层主要靠水合作用结合在一起，分子所产生的动量超过了细胞膜的水合作用力，导致细胞膜脂双层的破坏，对小分子物质渗透性增加。根据伯尔兹曼定义的温度 $kT = mv^2$ （ k 为伯尔兹曼系数， T 为绝对温度， m 为分子质量， v 为分子速度），分子速度越快，则物体的温度越高，所以电场越强，对同一物体来说，温度就会越高，从而对其损伤也越重。R. C. Lee 指出，当机体温度超过生理温度 6°以上时，细胞膜就会被破坏，造成机体的损伤。Micheal 在测量电击伤组织的电阻时发现电击伤时组织的温度平均增加 2°~5°，证实了电击伤时热作用的存在。

5.2.2 非热作用

电烧伤中存在非热性损伤，即强电场对细胞有一种“电穿孔”作用（electroporation），在电场诱导下横纹肌溶解与膜穿孔共同造成的结果与焦耳热引起的相一致，但这与热力完全不相关。临床上电穿孔所致的膜破裂远比焦耳热重要，二者还可相互增效。大细胞如骨骼肌和神经细胞比小细胞更易遭受电穿孔。这种“电穿孔”能造成早发和迟发的细胞损伤。强大的电场造成细胞膜的磷脂质双层膜通透性增大，甚

至破裂。细胞膜上产生很多小孔,细胞内大分子蛋白及DNA等漏出,细胞内游离钙离子增加,花生四烯酸产物增多,最后造成肌肉组织和神经的“渐进性坏死”。

6 触电急救

触电事故在各用电部门时有发生,一旦发生触电事故,患者往往迅即进入“假死”状态(心跳、呼吸停止),若抢救不及时,就会导致死亡。所以系统地分析影响触电危险程序的因素,熟练掌握正确的现场急救方法是非常重要的,尤其是对触电者的现场急救,要争分夺秒,救治方法要得当,在医生诊断为死亡之前救治必须坚持不间断地进行。

在实际工作和生活中,完全避免触电事故是不可能的,因此触电的抢救及时和救治方法的正确与否是抢救触电者生命的关键。

6.1 抢救及时

(1) 迅速使触电者脱离电源。

(2) 当触电者脱离电源后,应视具体情况,迅速对症救护。现场应用的主要救护方法是人工呼吸法和胸外心脏挤压法。

(3) 根据触电者的具体症状及发展趋势,可在适宜时机辅以药物治疗。

6.2 正确的急救方法

6.2.1 迅速脱离电源

(1) 切断电源开关,或用电工钳子、木把斧子将电线截断以断开电源。

(2) 若离开开关较远或断开电源有困难时,可用干燥的木棍、竹竿等挑开触电者身上的电线或带电体,或垫着绝缘物将触电者拉开。

6.2.2 现场急救措施

当触电者脱离电源以后,应根据触电的轻重程度,采取不同的急救措施。

(1) 如果触电者受的伤害不严重,神志还清醒,只是四肢发麻、全身无力,或虽曾一度昏迷,但未失去知觉者,都

要使之就地安静休息1~2h,并严密观察。

(2) 如果触电者受的伤害较严重,无知觉,无呼吸,但心脏有跳动时,应立即进行人工呼吸。如有呼吸,但心脏停止跳动,则应采用胸外心脏挤压法。

(3) 如果触电者受的伤害很严重,心跳和呼吸都已停止,瞳孔放大,失去知觉,则必须同时采取人工呼吸和胸外心脏挤压两种方法。

(4) 做人工呼吸和胸外挤压要有耐心,并坚持抢救,直到把人救活,或者确诊已经死亡时为止。

(5) 在送医院抢救途中,不能中断急救工作。

6.2.3 口对口(鼻)人工呼吸法

施行口对口人工呼吸前,应迅速将触电者身上妨碍呼吸的衣领、上衣、裤带解开,并迅速取出触电者口腔内妨碍呼吸的食物,脱落的假牙、血块、黏液等,以免堵塞呼吸道。

作口对口(鼻)人工呼吸时,应使触电者仰卧,并使其头部充分后仰(最好一只手托在触电者颈后),使鼻孔朝上,以利呼吸道畅通。

口对口(鼻)人工呼吸法操作步骤如下:

(1) 使触电者鼻孔(或嘴)紧闭,救护人员深吸一口气后紧贴触电者的口(或鼻)向内吹气,为时约2s。

(2) 吹气完毕,立即离开触电者的口(或鼻),并松开触电者的鼻孔(或嘴唇),让其自行呼气,为时约3s。

如果无法使触电者的嘴张开,可改用口对鼻人工呼吸法。

6.2.4 胸外心脏挤压法

应使触电者仰卧在比较坚实的地方,姿势与口对口(鼻)人工呼吸法相同。动作要领如下:

(1) 救护人员跪在触电者一侧或骑跪在其腰部两侧,两手相叠,手掌根部在心窝上方,胸骨下1/3~1/2处。

(2) 掌根用力垂直向下(脊背方向)挤压,对成人应压陷3~4cm,以每秒种挤压一次,每分钟挤压60次为宜;对儿童用力要轻一些。

(3) 挤压后掌根很快抬起,让触电人胸廓自动复原。每次放松时,掌根不必完全离开胸膛。

第3章 设备的电气安全

1 设备的绝缘破坏

设备的绝缘是指利用绝缘材料对带电导体以及不同电位导体之间进行封闭和隔离。良好的绝缘是保证电气设备正常运行的必备条件。

绝缘材料又称为电介质，导电能力很小。工程上使用的绝缘材料的电阻率一般都不低于 $1 \times 10^7 \Omega \cdot \text{m}$ 。

绝缘材料按照物态可以分为：

(1) 气体绝缘材料。常用的有空气和六氟化硫等。

(2) 液体绝缘材料。常用的材料有从石油中提炼的绝缘矿物油。

(3) 固体绝缘材料。常用的材料有树脂、纸、云母等。

由于设备中的绝缘距离通常比较小，因此大多使用固体和液体绝缘材料。由于固体和液体绝缘介质在击穿后，具有积累效应，不能自恢复绝缘强度，在气体绝缘变电站 (GIS) 的设备中，也使用高压六氟化硫气体作为绝缘介质。

任何电介质都不是绝对不导电的绝缘体，总是存在一些带电质点。微观上，金属导电材料中，原子在聚集形成晶体过程中，原子核对电子的束缚势垒会降低，低于金属外层价电子的能级，使电子可以在晶体中自由运动。对于绝缘体，电子的能量无法越过势垒因此成为束缚电子，仅有少量电子由于热运动获得较高的能量从而脱离原子的束缚形成微弱的电导电流。对绝缘体施加外电场作用，可以沿电场的反方向降低电子势垒。当电场大到足以使电子势垒低于电子能量，绝缘体即变成导体，被电场击穿。通常固体电介质在发生击穿后，即使撤去外加场强，也会一定程度地失去原有的绝缘性能。

1.1 绝缘破坏

电气设备的运行过程中，引起绝缘材料劣化失效的主要因素，包括电场、热、化学、机械以及生物等。

1.1.1 绝缘击穿

当电介质内场强超过临界值时，会使通过电介质的电流突然剧烈增加，这称为绝缘材料的击穿。发生击穿的电压称为击穿电压，击穿时的场强称为击穿场强。

1.1.2 气体介质的击穿

气体作为设备的绝缘介质被击穿，主要是由于气体粒子碰撞电离导致的电击穿。对于 $pd < 200 \text{ cm} \cdot \text{mmHg}$ (p 为气体压力， d 为间隙长度， $1 \text{ mmHg} = 133.322 \text{ Pa}$) 的气体放电满足 Townsend 放电理论，放电是由电子在空气中的碰撞电离和阴极效应导致。下面对这一过程做简单介绍。

日常空气中由于宇宙射线以及空气的热电离总会存在极少量自由电子。在强电场作用下，空气中的自由电子会被加速，与周围的中性气体分子碰撞。如果场强足够大，电子在加速过程中获得的能量可以从中性气体分子再撞出一个电子，完成电子增殖，那么就会在空间中形成电子雪崩，这一过程称为 α 过程。这样，一个电子从阴极出发到达阳极时，能碰撞出 $e^{\alpha d}$ 个电子 (α 为碰撞电离系数， d 为间隙长度)。电子到达阳极时能从阳极中撞出正离子，这些正离子在场强

作用下向阴极运动，这一过程称为 γ 过程。如果这些电子能够在阳极碰撞出若干正离子，并且这些正离子在电场作用下回到阴极时能产生至少一个自由电子，那么就可以形成电子崩的正反馈从而导致间隙的击穿。

对于高气压下的气体放电，光发射和光电离机制起非常重要的作用，放电过程中空气中形成称为流注 (streamer) 的放电通道。对于较短间隙，大气压下的放电场强大约为 $25 \sim 30 \text{ kV/cm}$ 。

1.1.3 液体介质的击穿

液体介质的击穿特性与其纯度有很大关系。纯净液体的击穿机理与气体相似，也是液体分子在强场作用下碰撞电离导致。工程应用中的液体介质通常包含一些杂质，液体介质的击穿通常与这些杂质有关。

当液体中含有纤维较多时，例如油纸绝缘，在电场作用下，纤维会沿电场方向排列，形成“小桥”，对间隙起短接的作用。小桥贯通两个电极，引起电导剧增，局部温度骤然升高，最终导致整个电介质的击穿。因此，对于液体电介质，在使用前必须对其进行脱水、脱气、过滤等处理，在使用过程中需要对其纯度进行监测。

由于液体具有流动性，因此在击穿后，液体介质具有一定的自恢复性能，但是液体介质的击穿对其纯度是很大的破坏，因此在发生击穿后，应当及时对液体进行更换或者提纯。

1.1.4 固体介质的击穿

固体介质的击穿有多种形式，主要包括电击穿、热击穿、电化学击穿三种。电击穿的时间较短，电击穿需要比较长的时间，三种击穿形式的击穿时间和击穿场强如图 8.3-1 所示。

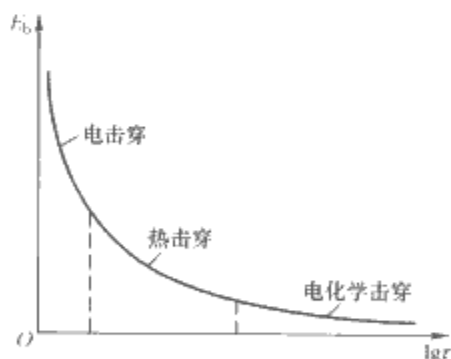


图 8.3-1 三种击穿形式的击穿时间与击穿场强的关系

1.1.4.1 固体介质的电击穿

固体介质的电击穿和气体击穿过程相似，是固体电介质在外加强场作用下，内部电子越过原子势垒成为自由电子，在整个介质内通过碰撞电离形成击穿。电击穿的作用时间很短，击穿电压很高。击穿场强和电场均匀程度密切相关，但是和环境温度关系不大。

1.1.4.2 固体介质的热击穿

热击穿是固体介质由于自身介质损耗导致局部或者整体过热，破坏了介质的绝缘性能。热击穿所需要的电压较低，时间较长。如图 8.3-2 所示为油纸绝缘的热击穿和电击穿与

击穿时间、击穿电压的关系。

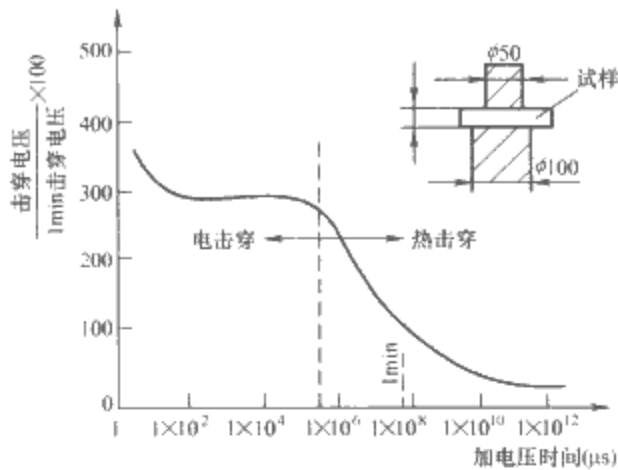


图 8.3-2 固体介质击穿电压与
击穿时间的关系

一般的低压电气设备中绝缘材料的老化主要是热老化，每一种绝缘材料都有一个极限耐热温度，当设备运行超过这一极限温度，绝缘材料的老化就会加剧，使用寿命大大缩短。按照耐热程度不同，绝缘材料可以分为 Y、A、E、B、F、H 和 C 级，详见表 8.3-1。

表 8.3-1 绝缘材料耐热等级

| 耐热等级 | 绝 缘 材 料 | 极限温度 (℃) |
|------|--|-------------|
| Y | 木材、棉花、纸、纤维等天然纺织品，醋酸纤维和聚酰胺为基础的纺织品，以及易于热分解和融化点较低的塑料（脲醛制品） | 90 |
| A | 浸渍过的 Y 级材料，漆包线，漆布、漆丝的绝缘，以及油性漆、沥青漆等 | 105 |
| E | 聚酯薄膜和 A 级材料复合、玻璃布、油性树脂漆、聚乙烯醇缩醛高强度漆包线、乙酸、乙烯耐热漆包线 | 120 |
| B | 聚酯薄膜、经合适树脂浸渍涂覆的云母、玻璃纤维、石棉等制品，聚酯漆、聚酯漆包线 | 130 |
| F | 以有机纤维材料补强的云母片制品，玻璃丝和石棉、玻璃漆布，以玻璃丝布和石棉纤维为基础的层压制品，以无机材料作补强和石棉带补强的云母粉制品，化学热稳定性较好的聚酯和醇酸类材料、复合硅有机聚酯漆 | 155 |
| H | 无补强或以无机材料为补强的云母制品、加厚的 F 级材料，复合云母、有机硅云母制品、硅有机漆、硅有机橡胶聚酰胺亚复合玻璃布、复合薄膜、聚酰胺漆等 | 180 |
| C | 耐高温有机胶黏剂和浸渍剂以及无机物，如石英、石棉、云母、玻璃和电瓷材料 | >180 |

1.1.4.3 固体介质的电化学击穿

电化学击穿又称为电老化，是指在电场的长时间作用下逐渐使介质的物理和化学性能发生不可逆的劣化，最终导致击穿。电老化的类型有电离性电老化、电导性电老化和电解性电老化。前两种电老化主要在交流电场作用下产生，后一种主要在直流电场作用下产生。

(1) 电离性电老化。如果介质中存在杂质或气泡，那么在交流电场作用下，气泡的场强会比临近固体介质的场强大得多，而气体的临界电离场强比固体低得多，因此介质中的气泡比较容易发生电离，从而称为绝缘材料中的弱点。这种电离对固体介质的绝缘性能有很大的破坏作用。例如，气泡的体积膨胀会对介质产生应力集中，严重的还会导致材料开裂和分层。电离还可能导致有机绝缘材料的分解，新分解出的气体又会加入到新的电离过程。如果分解出的气体对原材料具有腐蚀性，例如 O₃、NO_x 等，会导致对材料更大的破坏。气隙或者气泡的电离，通过上述的综合效应会造成临近绝缘物质的分解和破坏，并且沿电场方向逐渐向绝缘层深处发展，造成“电树枝”的现象。

(2) 电导性电老化。如果两个电极之间的绝缘层中存在液态导电物质，则当该处场强超过一定程度时，液体会沿着电场方向逐渐渗入到绝缘层中，形成近似树枝状的痕迹，称为“水树枝”。水树枝产生和发展所需要的场强比产生和发展电树枝低得多。产生水树枝的原因是水或者其他电解液的离子在交流电场作用下反复冲击绝缘物，使其发生疲劳损坏和化学分解，电解液随之逐渐渗透、扩散到绝缘材料深处。

(3) 电解性电老化。在直流电压的长期作用下，即使所加电压远低于局部放电的起始电压，由于介质内部进行着电化学过程，电介质也会逐渐老化，最终导致击穿。无机绝缘材料，如陶瓷、玻璃等，在直流电压长期作用下，也存在显著的电解性老化现象。当有潮气侵入电介质时，水分子本身就会离解出 H⁺ 和 O²⁻，加速电解性老化。

1.1.5 固体介质局部放电

局部放电（Partial Discharge, PD）指由于电气设备内部绝缘里存在的弱点，在一定外加电压下发生的局部重复击穿和熄灭的现象。

在一些电气设备绝缘材料的浇注、挤制或者缠绕的过程中，由于工艺欠佳，容易造成固体绝缘中存在一些气泡或者气隙。空气的介电常数通常远小于固体介质，在设备中耐受的场强大于固体介质；而空气介质的耐受场强又远小于固体介质，因此在设备正常工作时，绝缘中的气泡中往往承受大大高于其放电场强的电场，导致气泡内发生局部放电，但是设备绝缘在整体上仍然保持绝缘性能。这些微弱的放电能量以及由此产生的不良效应，如腐蚀性化合物的产生，会慢慢损坏绝缘，最后可能导致整个绝缘的失效，引发电气设备突发性故障。一台存在内部弱点的电气设备，尽管在出厂和验收时通过了试验，但是在长期运行中，可能在正常的工作电压下发生击穿。因此电气设备制造厂家和运行单位都很重视检测设备绝缘内部的局部放电。为此国际电工委员会 IEC 制定了 IEC 60270 标准用于测量局部放电。

1.1.5.1 固体介质局部放电测量

局部放电测量主要方法如下：

(1) 绝缘油的气相色谱分析。这种检测是通过检查电气设备油样内所含的气体组成的含量来判断设备内部的隐藏缺陷。电气设备中如果有局部放电存在，常会导致缺陷附近的绝缘材料分解而产生气体，使溶解在绝缘油中的气体成分发生变化。变压器内部存在局部放电时，其色谱分析的特征是乙炔、氢和烃气体含量超过一定值。高压互感器和套管等也可以用类似的色谱分析法来判断是否存在严重的局部放电发生。

(2) 超声波探测。在电气设备外壁上设置由压电元件和前置放大器组成的超声波探测器，用以探测局部放电造成的超声波，从而了解有无局部放电发生，测量其强度和发生的

部位。

(3) 测量局部放电的脉冲电流大小。这种方法可以给出定量结果。

1.1.5.2 局部放电脉冲电流测量方法

当设备制造中绝缘工艺处理不当时，一台电气设备气泡可能很多，此时可能在多处发生局部放电，局部放电量很大。有些设备也可能在某一个部位的绝缘缺陷特别严重，仅在该处发生特别大的局部放电。测量可以找到这一部位，重新进行绝缘工艺处理排除缺陷。

通常采用绝缘的三电容模型来表征绝缘材料中气泡的存在，如图 8.3-3 所示。在图 8.3-3 (a) 中， g 位置存在一个气泡。在图 8.3-3 (b) 中，用 C_g 代表气泡的电容，用 C_b 代表与气泡相串联的部分 $b1$ 和 $b2$ 的电容，当气泡很小时 $C_g \gg C_b$ ， $C_m \gg C_g$ 。如果在电极上时间交流电压 u ，那么出现在 C_g 上的电压 u_g 为

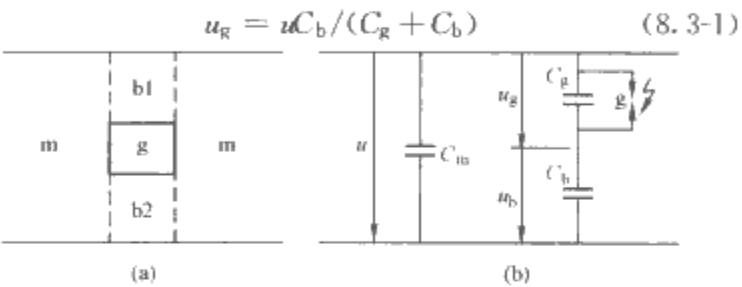


图 8.3-3 介质内部气体放电的三电容模型
(a) 介质内部气体模型；(b) 三电容模型

从电极电压过零点开始， u_g 随着外加电压 u 升高，当 u 上升到 U_s ，对应的 u_g 达到 C_g 的放电电压 U_g 时， C_g 气隙放电， C_g 上的电压从 U_g 下降到 U_r ，使放电熄灭， U_r 称为间隙的残压。放电熄灭后， C_g 上的电压将再次上升，由于此时 C_g 以及 C_b 已经有了一个初始的直流电压，所以此后的 u_g 不能直接用式 (8.3-1) 表示， u_g 值与式 (8.3-1) 表示的值在绝对值上相差一个 $(U_g - U_r)$ 的值。外加电压继续上升，当 C_g 上的电压再次升高到 U_g ， C_g 再次放电，电压再次降到 U_r ，放电再次熄灭。

气隙 C_g 上的电压从 U_g 突变为 U_r 的过程，就是局部放电脉冲形成的时刻，此时通过 C_g 有一个脉冲电流，局部放电过程中电压和电流的变化如图 8.3-4 所示。

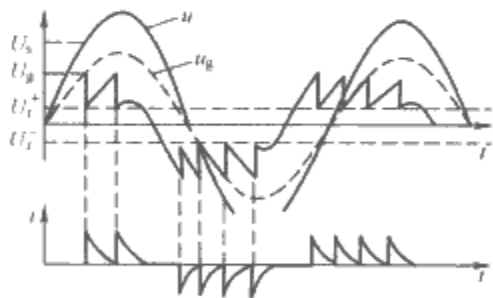


图 8.3-4 局部放电时气隙中的电压和电流变化

当 C_g 放电时，放电总电容 C'_g 应为

$$C'_g = C_g + [C_m C_b / (C_m + C_b)] \quad (8.3-2)$$

C'_g 上的电压变化为 $(U_g - U_r)$ ，故一次脉冲放出的电荷 Δq_r 应为

$$\Delta q_r = (U_g - U_r) [C_g + C_m C_b / (C_m + C_b)] \quad (8.3-3)$$

当 $C_m \gg C_g$ ， $C_g \gg C_b$ ， $U_r = 0$ 时， $\Delta q_r \approx U_g C_g$ 。

在实际测试中，式 (8.3-3) 中的各个量都是无法测量到的，因此需要用其他能反应局部放电的量来测量。外加电压是作用在 C_m 上的，当 C_g 上的电压变动为 $U_g - U_r$ 时，外

加电压的变化量为

$$\Delta U = C_b (U_g - U_r) / (C_m + C_b) \quad (8.3-4)$$

由式 (8.3-3) 和式 (8.3-4) 可以得到

$$\Delta U = C_b \Delta q_r / (C_g C_m + C_g C_b + C_b C_m) \quad (8.3-5)$$

ΔU 是总电容上的电压变化量，和它相对应的电荷变化量为 Δq ，即

$$\Delta q = \Delta U [C_m + [C_b C_g / (C_b + C_g)]] \quad (8.3-6)$$

将式 (8.3-5) 代入式 (8.3-6) 可得

$$\Delta q = \Delta q_r \cdot C_b / (C_g + C_b) \quad (8.3-7)$$

真实的放电量 Δq_r 是无法测量得到的，而式 (8.3-6) 中的 ΔU 和 $[C_m + [C_b C_g / (C_b + C_g)]]$ 都是可以测量的， Δq 也是可以测量的。 Δq 称为视在放电量，它是局部放电试验中的重要参量。从式 (8.3-7) 可以看到， Δq 比 Δq_r 小得多，以 pC 为计量单位。

图 8.3-5、图 8.3-6 和图 8.3-7 所示为推荐的三种基本测量回路：试品与检测阻抗并联的回路、试品与检测阻抗串联的回路以及电桥平衡回路，图中 C_x 代表被试品的电容， C_k 代表耦合电容， Z_m 代表检测阻抗， Z 代表低通滤波器， u 代表高压试验变压器供给的交流高压（无电晕）， A 代表放大器， M 代表测量仪器。

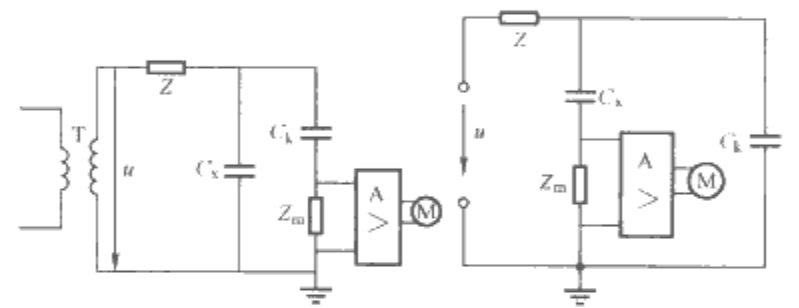


图 8.3-5 试品与检测阻抗并联的回路 图 8.3-6 试品与检测阻抗串联的回路

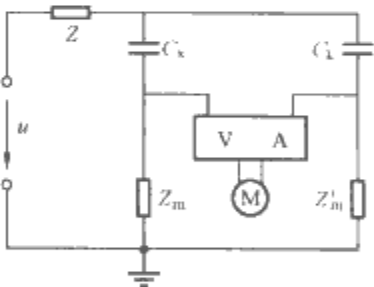


图 8.3-7 电桥平衡回路

这三种回路都是要把在一定电压作用下的被试品 C_x 中产生的局部放电信号传递到 Z_m 两端，然后通过放大器送到测量仪器。耦合电容器 C_k 为被试品 C_x 与测量阻抗 Z_m 之间提供一个低阻抗的通道，同时它可以大大降低作用于 Z_m 上的工频电压分量。 C_k 上必须保证没有局部放电，一般希望 C_k 的电容值不小于 C_x 。为了阻隔电源噪声与测量回路的关系，在电源和测量回路之间接入一个低通滤波器 Z 。 Z 上不应出现放电，且阻抗值应当比 Z_m 大。图 8.3-5 和图 8.3-6 电路对高频脉冲电流而言没有区别，两者的测量灵敏度也是相同的。前者可以应用于试品一端接地的条件下。此外，在 C_x 较大的情况下可以采用一个电容比 C_x 小的 C_k ，以避免较大的工频电容电流流过 Z_m 。为了提高抗干扰能力，也可以采用图 8.3-7 所示的电桥平衡电路。当 C_x 上发生局部放电时，平衡条件被破坏，在检测阻抗 Z_m 上就可以获得局部放电信号。

1.2 绝缘性能指标

绝缘材料的电气性能主要表现在电场作用下材料的导电性能、介电性能和绝缘强度,这些指标可以分别用绝缘电阻率 ρ 、介电常数 ϵ 、介质损耗角 $\tan\delta$,以及击穿场强 E_B 表示,应用中还需要对具体的设备绝缘进行吸收比的测量。

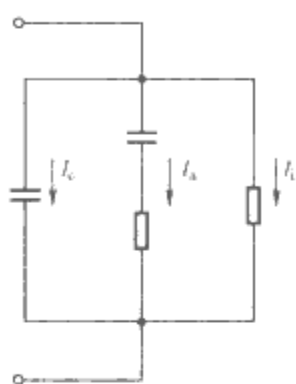


图 8.3-8 绝缘介质等效电路图

1.2.1 绝缘电阻率和绝缘电阻

工程应用中,通常将电介质绝缘材料等效成如图 8.3-8 所示的等效电路。在施加直流电压时,流经绝缘材料的电流为 I_i ,称为漏导电流;电容支路 I_c 的电流称为充电电流,是由几何电容效应构成的电流。绝缘电阻率和绝缘电阻分别是绝缘结构和绝缘材料的主要电气性能参数之一。

为了检验绝缘性能的优劣,在绝缘材料的生产和应用中经常需要测量材料的绝缘电阻率,包括体电阻率和表面电阻率。

环境温度、湿度、杂质含量和电场强度都会对电介质的电阻率有所影响。温度升高,分子热运动加剧,服从麦克斯韦分布的原子能量整体向上移动,产生更多的自由电子,电阻率按指数规律下降。湿度升高,水分的浸入使电介质增加了导电粒子,使绝缘电阻下降;对于亲水物质,表面水分还会大大降低其表面电阻率。户外电气设备往往因为潮湿而引起材料的绝缘出现故障。因此为了预防事故发生,应当定期检查设备的绝缘电阻变化。

绝缘电阻的测量通常使用兆欧表。兆欧表测量实际上是给被测试品施加上一个直流电压,测量通过试品的泄漏电流,表面上的刻度是经过换算过的绝缘电阻值。

不同的应用场合对绝缘电阻有不同的要求,一般来说,高压比低压要求高,新设备比老设备要求高,室外设备比室内设备要求高,移动设备比固定设备要求高。下面列出几种主要设备和线路应当达到的绝缘电阻值。

- (1) 新装和大修后的低压线路和设备,绝缘电阻不低于 $0.5M\Omega$ 。
- (2) 运行中的线路和设备,绝缘电阻可降低为每伏工作电压 1000Ω 。
- (3) 在潮湿环境下的设备绝缘电阻应不低于每伏工作电压 500Ω 。
- (4) 携带式电气设备的绝缘电阻应不低于 $2M\Omega$ 。
- (5) 控制线路的绝缘电阻不应低于 $1M\Omega$,但在潮湿环境可以降低为 $0.5M\Omega$ 。
- (6) 高压线路和设备的绝缘电阻一般应不低于 $1000M\Omega$ 。
- (7) 架空线路每个悬挂式绝缘子的绝缘电阻不应低于 $300M\Omega$ 。
- (8) 电力变压器投运前,绝缘电阻应当不低于出厂时的70%。

1.2.2 介电常数

电介质处于电场作用下时,电介质中分子、原子中的正电荷和负电荷发生偏移,使得正、负电荷中心不再重合,从而形成了电偶极矩。电介质中电偶极矩的形成过程称为极化。电介质极化后,在介质表面产生束缚电荷,束缚电荷不

能自由移动。

电介质的极化有五种基本形式:电子位移极化、离子位移极化、转向极化、介质界面极化以及空间电荷极化。电子位移极化和离子位移极化所需要的时间通常在 $1\times 10^{-12}s$ 以下。因此对于实际应用,可以忽略这两种极化形式的极化时间,其极化程度和电源频率无关,而且极化是弹性的,没有能量损失。转向极化过程中需要消耗能量,转向极化的时间大约在 $(1\times 10^{-6}\sim 1\times 10^{-2})s$ 之间,因此在高频交变电场作用下,转向极化所需要消耗的功率相对较高。

介电常数是表明电介质极化特征的性能参数。介电常数越大,电介质极化能力越强,产生的束缚电荷也就越多。束缚电荷也产生电场。对于各向同性的电介质,束缚电荷产生的电场总是与外加电场相反。

以电容器为例来说明介电常数的物理意义。假设平行板电容器极板间为真空时,其电容量为 C_0 ,而当极板间充满某种电介质时,其电容量变为 C ,则 C 与 C_0 的比值就是该电介质的相对介电常数

$$\epsilon_r = \frac{C}{C_0} \quad (8.3-8)$$

在电容极板间填充了电介质后,由于电介质的极化,使靠近电介质表面处出现了束缚电荷,与其对应的极板上也就出现了更多的自由电荷,电容被增大了。因此可以看出相对介电常数总是大于1的。绝缘材料的介电常数受电源频率、温度和湿度影响。随着温度从常温增加,电耦极子的转向极化开始容易进行,介电常数增加;但是当温度超过一定程度后,由于热运动过于剧烈,极化反而困难,导致介电常数减小。绝缘材料的温度会对 $\epsilon(\omega)$ 函数曲线产生影响,如图 8.3-9 所示。

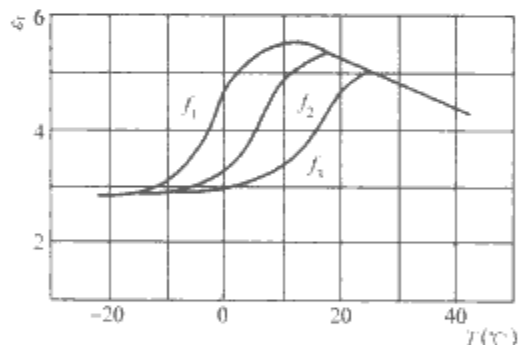


图 8.3-9 氯化联苯相对介电常数与温度的关系 (频率 $f_3>f_2>f_1$)

1.2.3 介质损耗角

绝缘材料的极化是需要时间的,通常为几微秒甚至更多,在低频电场中,该极化时间是可以忽略不计的,绝缘材料只体现出电容特性和传导特性。但是当外加场强频率很高时,介质的极化常常跟不上外加场强的改变,而且某些介质的极化具有黏性的特点,在极化过程中损耗能量,在高频情况下尤其明显。这时材料的介电常数不再是一个实数,需要用复数表示为

$$\dot{\epsilon} = \epsilon_r + j\epsilon_i = \dot{D}/\dot{E} \quad (8.3-9)$$

介质损耗角 δ 定义为 $\dot{\epsilon}$ 的辐角,即 $\delta = \arctan(\epsilon_i/\epsilon_r)$ 。 $\dot{\epsilon}$ 的值随场强的频率变化。

介质在交变场强作用下会有部分能量不可逆地转化成热能,这部分能量称为介质损耗。介质损耗使介质发热,这是导致介质产生热击穿的一个原因。

对于电气设备的电介质,要求它的 $\tan\delta$ 尽可能小。当绝缘受潮或者劣化后,会使 $\tan\delta$ 剧烈上升。因此在对电气

设备绝缘性能要求较高的场合下，需要定期进行介质损耗的测试。

图 8.3-10 所示为松香油的介质损耗和温度的关系，在温度比较低时，介质损耗比较低，随着温度上升，由于偶极子转向比较容易，从而使极化损失显著增加，电导损失略有增加，在某一温度下，介质损耗达到最大值。当温度继续升高时，分子热运动妨碍偶极子在电场作用下做规则排列，极化损耗减小。在此阶段虽然电导损耗仍然是增加的，但是增加速度比极化损耗减小的速度小，因此总的效果是介质损耗减小。随着温度的进一步升高，电导损耗急剧增大，总的损耗此时以电导损耗为主，也随之急剧增大。

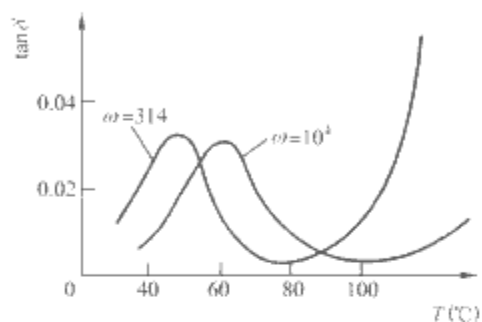


图 8.3-10 松香油介损 $\tan\delta$ 与温度的关系

图 8.3-11 所示为极性液体介质中的损耗和频率的关系，图中的 p 为单位体积介质的功率损耗。可以看到在低频下，单位时间内极化次数较小，极化过程中的介质损失率 p 也较小，随着频率的增加， p 也近似线性地增加。当频率很高时，偶极子的转向极化已经完全跟不上电场的翻转，因此介质损失率趋于恒定。介电常数在低频时，转向极化得以充分发展，因此常数数值较大；在高频时，转向已经跟不上外加电场的翻转，因此介电常数仅由位移极化决定，趋于定值。

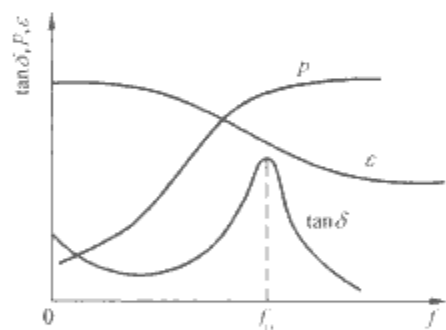


图 8.3-11 极性液体介质中的损耗与频率的关系

介质损耗角是选择绝缘材料、检测设备绝缘性能的一个重要指标。在选择绝缘材料时，应当优先选择介质损耗角小的材料，这样可以避免介质发热导致的绝缘失效。例如用于绝缘的蓖麻油，因为其介质损耗角较大，只能用于直流和脉冲电压下使用，不能用于包含交变分量的电压。绝缘材料的介质损耗角可以用于检测设备的绝缘性能，如果材料受潮或者劣化，其介质损耗角将急剧上升，在预防性试验中可以通过 $\tan\delta$ 与电压的关系曲线来判断是否发生了局部放电。介质损耗角较大的材料可以用于进行加热，例如电瓷生产中，可以用特定频率的电压加热泥坯，加热效果很均匀。

1.2.4 吸收比

吸收比的定义为绝缘材料从开始测量到 60s 的绝缘电阻 R_{60} 与第 15s 的绝缘电阻 R_{15} 的比值，用兆欧表测定。

设备绝缘的吸收比的测定是为了判断绝缘受潮的情况。直流电压作用在电介质上，有三部分电流通过，即电介质的

泄漏电流、吸收电流和瞬时充电电流，经过一段时间后，吸收电流和充电电流都趋于零，而泄漏电流和时间无关。如果介质干燥，其泄漏电流很小，在电压开始作用的前 15s 以内，充电电流和吸收电流很大，此时电压与电流的比值较低，经过较长时间（60s）后，充电电流和吸收电流衰减趋向于零，总电流稳定在较小的泄漏电流上， R_{60} 数值较大，因此吸收比就较大；如果介质材料受潮，泄漏电流较大，相对来说介质充电电流和吸收电流较小，15s 测量的 R_{15} 和 60s 测量的 R_{60} 相差很小，吸收比就较小，因此可以通过吸收比来反映绝缘的受潮程度。

1.2.5 耐压试验

耐压试验是检查电气设备对过电压的承受能力，也就是在试验时对电气设备施加高于正常运行中可能遇到的过电压。例如，在不接地三相系统中，发生单相接地故障时，其他两相对地电压升高到原来的 1.73 倍；特殊情况下，内部过电压可以产生正常工作电压 3~3.5 倍的过电压；在遭受雷击时可能出现更高的过电压。

耐压试验主要有工频耐压试验、直流耐压试验和冲击耐压试验，其中工频耐压试验应用较多。耐压试验的试验电压为设备额定电压的一倍至数倍，但最低不能低于 1000V。对电力变压器、电动机以及低压配电装置等在投运之前，应当做工频耐压试验；对低压电力和照明线路，如果绝缘电阻不能满足要求，也需要做工频耐压试验；电工安全用具应当按照规定做工频耐压试验；对整台机床的电气系统，在主线路和机座之间也应当做工频耐压试验；对阀型避雷器必要时做冲击电压试验；电气设备的绝缘油需要在油杯中用标准电极做工频耐压试验。

耐压试验的加压时间一般是 1min，但主要绝缘设备为 5min、电压互感器为 3min、油浸电力电缆为 10min。升压速度和减压速度应当符合规定。先以任意速度加压到试验电压的 40% 左右，再以每秒 3% 试验电压的速度升高到试验电压，维持规定的时间，然后在 5s 内将电压降低到试验电压的 25% 以下，再切断电源。

进行耐压试验过程中应当注意以下事项：

- (1) 耐压试验应当在测量绝缘电阻合格后进行。
- (2) 试验电压按规定选取，不得任意超过规定值。
- (3) 试验电流不应超过试验设备的允许电流。
- (4) 为了人身安全，试验场所应当设立防护围栏，以防止工作人员偶然接近带电高压设备。
- (5) 试验设备应当有完善的保护接地，试验前后要注意放电。
- (6) 每次试验之后，应当使调压器迅速回零，最好采用有自动回零的装置。

2 电气安全距离

为防止人体接触或者过分接近带电体，防止车辆和其他物体碰撞带电体，以及避免发生各种短路、火灾和爆炸事故，在人体与带电体、带电体与地以及带电体与带电体之间设置的距离称为电气安全距离，简称间距。间距的大小取决于电压的高低，设备类型以及安装方式等因素。

2.1 线路的安全距离

2.1.1 架空线路

架空线路使用的导线可以是裸线也可以是绝缘线，但即使是绝缘线，绝缘皮也很容易损坏。因此，架空线路导线与地面、建筑物、树木以及其他线路之间，均应当保持一定的

安全距离，具体要求如下。

(1) 架空线路导线与地面的最小距离见表 8.3-2。

表 8.3-2 架空线路导线与地面的最小距离 m

| 线路经过地区 | 线路电压 | |
|--------|--------|------|
| | 6~10kV | <1kV |
| 居民区 | 6.5 | 6 |
| 非居民区 | 5.5 | 5 |
| 交通困难地区 | 4.5 | 4 |

表 8.3-2 中的居民区指工业企业地区、港口、码头、市镇等人口密集地区；非居民区指居民区以外的地区，有时虽有人、车到达，但房屋稀少，亦属非居民区；交通困难地区指车辆不能到达的地区。

(2) 架空线路导线与山坡、峭壁、岩石之间的净距离，在最大风偏情况下应当不小于表 8.3-3 所列数值。

表 8.3-3 导线与山坡、峭壁、岩石之间的最小距离 m

| 线路经过地区 | 线路电压 | |
|-----------------|--------|------|
| | 6~10kV | <1kV |
| 步行可以到达的山坡 | 4.5 | 3 |
| 步行不能到达的山坡、峭壁和岩石 | 1.5 | 1 |

(3) 架空线路导线与建筑物之间的最小距离见表 8.3-4。

表 8.3-4 导线与建筑物间的最小距离 m

| 线路电压 (kV) | <1 | 10 | 35 |
|-----------|-----|-----|-----|
| 垂直距离 | 2.5 | 3.0 | 4.0 |
| 水平距离 | 1.0 | 1.5 | 3.0 |

(4) 架空线路导线与街道或者厂区树木的距离不应低于表 8.3-5 所列数值。

表 8.3-5 导线与树木的最小距离 m

| 线路电压 (kV) | <1 | 10 | 35 |
|-----------|-----|-----|-----|
| 垂直距离 | 1.0 | 1.5 | 3.0 |
| 水平距离 | 1.0 | 2.0 | — |

(5) 架空线路导线间的最小距离，应根据经验确定并可以适当参考表 8.3-6 的数值。

表 8.3-6 架空线路导线最小距离 m

| 线路电压 (kV) | ≤40 | 50 | 60 | 70 | 80 | 90 | 100 | 110 | 120 |
|-----------|-----|------|------|------|------|-----|-----|------|------|
| 高压 | 0.6 | 0.65 | 0.7 | 0.75 | 0.85 | 0.9 | 1.0 | 1.05 | 1.15 |
| 低压 | 0.3 | 0.4 | 0.45 | 0.5 | — | — | — | — | — |

(6) 同杆线路最小距离。几种线路同杆架设时，必须保证电线路在通信线路上方，而高压线路在低压线路上方。线路间距应当满足表 8.3-7 所列数值。

表 8.3-7 同杆线路的最小距离 m

| 导线排列方式 | 直线杆 | 分支（转角）杆 |
|--------|-----|-----------------------|
| 高压与高压 | 0.8 | 0.45/0.6 ^① |
| 高压与低压 | 1.2 | 1.0 |
| 低压与低压 | 0.6 | 0.3 |
| 低压与弱压 | 1.5 | 1.2 |

① 转角或分支杆横担距上面的横担采用 0.45m，距下面的横担采用 0.6m。

2.1.2 接户线和进户线

接户线是指从配电网到用户进线处第一支撑的一段导线。进户线是指从接户线引入室内的一段导线。

(1) 接户线对地距离：6~10kV 接户线不小于 4.5m，低压绝缘接户线不小于 2.5m。

(2) 跨越道路的低压接户线到路面中心的垂直距离：通车道线不小于 6m，通车困难道路、人行道不小于 3.5m。

(3) 接户线的线间距离：自电杆引下者不小于 0.2m；沿墙敷设者不小于 0.15m。

(4) 接户线安装后与建筑物有关部分的距离：与上方窗户或者阳台的垂直距离不小于 0.8m，与上方窗户的垂直距离不小于 0.3m，与下方阳台的垂直距离不小于 2.5m，与窗户或阳台的水平距离不小于 0.75m，与墙壁、构架的距离不小于 0.05m。

(5) 进户线的进户管口与接户线之间的垂直距离一般应当不超过 0.5m；低压进户线管口对地距离应不小于 2.7m，高压一般应当不小于 4.5m。

2.1.3 户内线路

敷设在车间厂房或者建筑物内部的明、暗导线，固定导线用的支撑物和专用配件等总称为车间布线。车间布线分明布线和暗布线两种。导线沿墙壁、天花板、梁、支柱等外表面敷设的，称为明布线；导线穿管埋设在墙内、楼板内或者装在顶棚内的，称为暗布线。

布线的方式按照车间的规模、性质、结构等不同又可分为瓷（或塑料）夹板布线、瓷珠布线、瓷瓶布线、金属管布线、塑料管布线、木槽板布线、钢索布线等方式。无论采用何种布线方式，都必须保证安全可靠地传送电能，而且布线要合理、整齐，质量应当符合电气安装规程的要求。

(1) 裸导体布线。室内裸导体布线距地面高度不小于 3.5m，采用网孔遮栏时不小于 2.5m。当裸导体与管道同侧平行敷设时，应敷设在管道的上面，与需要经常维护的管道净距离不小于 1.5m。当裸导线用遮栏防护时，遮栏与裸导体的净距离应当符合：用网眼不大于 20mm×20mm 的遮栏遮护时，应不小于 100mm；用板状遮栏遮护时，应不小于 50mm；无遮护的裸导体下方到起重机大车铺板的净距应当不小于 2.2m（如果起重机上装有网孔遮栏时，其距离不限）。敷设在起重机检修段上方的裸导体宜设置网孔遮栏。除滑触线本身的辅助导线外，裸导体不宜与起重机滑触线敷设在同一支架上。裸导体的线间及裸导体到建筑物表面的净距离（不包括固定点），应当不小于表 8.3-8 所列数值。

表 8.3-8 裸导体线间及裸导体到建筑物表面最小净距

| 固定点间距 (m) | 最小净距 (mm) |
|-----------|-----------|
| ≤2 | 50 |
| >2~4 | 100 |
| >4~6 | 0.3 |
| >6 | 1.2 |

(2) 绝缘导线明敷布线。用鼓型绝缘子、针式绝缘子在室内外布线以及用瓷（塑料）夹在室内布线时，绝缘导线至地面的距离应不小于表 8.3-9 所列数值；用鼓型绝缘子、针式绝缘子在室内、外布线时，绝缘导线间的间距应不小于表 8.3-10 所列数值。

表 8.3-9 绝缘导线距地面最小距离 mm

| 布线方式 | | 最小净距 |
|--------|----|------|
| 导线水平敷设 | 室内 | 2.5 |
| | 室外 | 2.7 |
| 导线垂直敷设 | 室内 | 1.8 |
| | 室外 | 2.7 |

表 8.3-10 室内、外布线的绝缘导线间的最小间距

| 固定点距离 (m) | 导线最小间距 (mm) | |
|-----------|-------------|------|
| | 室内布线 | 室外布线 |
| ≤1.5 | 35 | 100 |
| >1.5~3 | 50 | 100 |
| >3~6 | 70 | 100 |
| >6 | 100 | 150 |

室内用绝缘导线敷设时，导线固定点间的间距应当不大于表 8.3-11 所列数值。

表 8.3-11 绝缘导线固定点间最大间距

| 布线方式 | 导线截面积 (mm ²) | 固定点最大间距 (mm) |
|----------|--------------------------|--------------|
| 瓷（塑料）夹布线 | 1~4 | 600 |
| | 6~10 | 800 |
| 鼓型绝缘子布线 | 1~4 | 1500 |
| | 6~10 | 2000 |
| | 16~25 | 3000 |
| 直敷布线 | ≤6 | 200 |

室外布线的绝缘导线到建筑物的间距，应当不小于表 8.3-12 所列数值。

表 8.3-12 绝缘导线至建筑物的最小距离 mm

| 布线方式 | 最小间距 |
|-------------------|------|
| 在阳台、平台上和跨越建筑物顶 | 2500 |
| 在窗户外 | 300 |
| 在窗户外 | 800 |
| 垂直敷设时到阳台、窗户外水平间距 | 400 |
| 线到墙壁和构架的间距（挑檐下除外） | 35 |

注 表中数据均为水平敷设时垂直间距。

绝缘导线明敷设在高温或对绝缘层有腐蚀的场所时，导线间及导线至建筑物表面的最小间距按照裸导线来考虑。对室内低压线路与工业管道和电气设备之间的最小距离，见表 8.3-13 所列数值。室内低压裸导线的线间以及至建筑物表面的最小距离应不小于表 8.3-14 所列数值。

表 8.3-13 室内低压线路与工业管道和电气设备之间的最小距离 m

| 敷设方式 | 管线及设备名称 | 管线 | 电缆 | 绝缘导线 | 裸导线（母线） | 滑触线 | 插接式母线 | 配电设备 |
|------|---------|-------------|-------------|-------------|---------|-----|-------------|------|
| 平行 | 煤气管 | 0.1 | 0.5 | 1.0 | 1.5 | 1.5 | 1.5 | 1.5 |
| | 乙炔管 | 0.1 | 1.0 | 1.0 | 2.0 | 3.0 | 3.0 | 3.0 |
| | 氧气管 | 0.1 | 0.5 | 0.5 | 1.5 | 1.5 | 1.5 | 1.5 |
| | 蒸汽管 | 1.0/ 0.5 | 1.0/ 0.5 | 1.0/ 0.5 | 1.5 | 1.5 | 1.0/ 0.5 | 0.5 |
| | 热水管 | 0.3/ 0.2 | 0.5 | 0.3/ 0.2 | 1.5 | 1.5 | 0.3/ 0.2 | 0.1 |
| | 通风管 | | 0.5 | 0.1 | 1.5 | 1.5 | 0.1 | 0.1 |
| | 上、下水管 | 0.1 | 0.5 | 0.1 | 1.5 | 1.5 | 0.1 | 0.1 |
| | 压缩空气管 | — | 0.5 | 0.1 | 1.5 | 1.5 | 0.1 | 0.1 |
| | 工艺设备 | — | — | — | 1.5 | 1.5 | — | — |

续表

| 敷设方式 | 管线及设备名称 | 管线 | 电缆 | 绝缘导线 | 裸导线（母线） | 滑触线 | 插接式母线 | 配电设备 |
|------|---------|-----|-----|------|---------|-----|-------|------|
| 交叉 | 煤气管 | 0.1 | 0.3 | 0.3 | 0.5 | 0.5 | 0.5 | — |
| | 乙炔管 | 0.1 | 0.5 | 0.5 | 0.5 | 0.5 | 0.5 | — |
| | 氧气管 | 0.1 | 0.3 | 0.3 | 0.5 | 0.5 | 0.5 | — |
| | 蒸汽管 | 0.3 | 0.3 | 0.3 | 0.5 | 0.5 | 0.3 | — |
| | 热水管 | 0.1 | 0.1 | 0.1 | 0.5 | 0.5 | 0.1 | — |
| | 通风管 | — | 0.1 | 0.1 | 0.5 | 0.5 | 0.1 | — |
| | 上、下水管 | — | 0.1 | 0.1 | 0.5 | 0.5 | 0.1 | — |
| | 压缩空气管 | — | 0.1 | 0.1 | 0.5 | 0.5 | 0.1 | — |
| | 工艺设备 | — | — | — | — | 1.5 | 1.5 | — |

- 注 1. 表中带“/”的数据，“/”前的数据为线路在管道上面时的最小净距离；“/”后面的数据为线路在管道下面时的最小净距离。
2. 电气管线与蒸汽管线不能保持表中的距离时，可以在蒸汽管线和电气管线之间增加隔热层，这样平行间距可以减到 0.2m，交叉处仅考虑施工维护方便。
3. 电气管线与热水管不能保持表中距离时，可在热水管外包隔热层。
4. 裸母线与其他管道交叉不能保持表中距离时，应在交叉处的裸母线外加装保护网或罩。

表 8.3-14 室内低压裸导线的线间以及至建筑物表面的最小距离

| 固定点间距 (m) | 最小允许距离 (mm) | 固定点间距 (m) | 最小允许距离 (mm) |
|-----------|-------------|-----------|-------------|
| <2 | 50 | >4~6 | 150 |
| >2~4 | 100 | >6 | 200 |

电缆线路可以暗设，也可以明设。暗设的有沿电缆隧道或者电缆沟敷设的，也有直接埋在地下的。电缆在隧道或者电缆沟内敷设时的净距，不宜小于表 8.3-15 所列数值。对于油浸纸绝缘电力电缆垂直或沿陡坡敷设，其水平高度差应当不大于表 8.3-16 所列数值。

表 8.3-15 电缆在隧道或者电缆沟内敷设时的最小净距 mm

| 敷设方式 | 电缆隧道 (高度不小于 1800mm) | 电 缆 沟 | |
|-----------------------|---------------------------|----------------|---------------|
| | | 深度不大于 600mm | 深度大于 600mm |
| 两边有电缆架时，架间水平净距(通道宽度) | 1000 | 300 | 500 |
| 一边有电缆架时，架与壁间水平净距(通道宽) | 900 | 300 | 450 |
| 电缆架层间的垂直净距 | 电力电缆 | 200 | 150 |
| | 控制电缆 | 120 | 100 |
| 电力电缆间的水平净距 | | 35,但不小于电缆外径 | |

表 8.3-16 油浸纸绝缘电缆允许敷设的最大水平高度差 mm

| 电压等级 (kV) | 电缆结构类型 | 铝 包 | 铅 包 |
|-----------|--------|-----|-----|
| 1~3 | 有铠装 | 25 | 25 |
| | 无铠装 | 20 | 20 |

续表

| 电压等级(kV) | 电缆结构类型 | 铝 包 | 铅 包 |
|----------|---------|-----|-----|
| 6~10 | 有铠装或无铠装 | 15 | 15 |
| 20~35 | | — | 5 |

当电缆直接埋地敷设时，一般埋设深度应当不小于0.7m。敷设时，应在电缆上面和下面各铺以100mm厚的软土或者砂层。在冻土层厚度超过0.7m时，电缆应当敷设在冻土层以下，或者采取防护措施。不允许电缆放在其他管道上面或者下面平行敷设。

在土壤中含有对电缆有腐蚀性的物质（如酸、碱、矿渣、石灰等）或者有电流的地方，电缆不宜采用直接埋地敷设。对于无铠装的电缆从地下引出地面时，在距地面1.8m高的部位应当采用金属管或者保护罩保护，以防止机械损伤。电缆直接埋地敷设时，电缆与各种设施平行或者交叉的净距，应不小于表8.3-17所列数据。

表 8.3-17 直接埋地敷设的电缆与各种设施的最小净距 m

| 设 施 名 称 | 平行时 | 交叉时 |
|-------------------------------|------------------|------------------|
| 基 础 | 0.5 ^① | — |
| 电 杆 | 0.6 | — |
| <10kV 电力电缆间以及控制电缆间 | 0.1 | — |
| ≤10kV 电力电缆或控制电缆与 >10kV 电力电缆之间 | 0.25 | 0.5 ^③ |
| 通信电缆 | 0.5 | 0.5 ^③ |
| 热力管沟 | 2.0 ^② | 0.5 ^③ |
| 水管、压缩空气管 | 1.0 ^② | 0.5 ^③ |
| 可燃气体及易燃、可燃液体管道 | 1.0 | 0.5 ^③ |
| 道路(平行时与路边、交叉时与路面) | 1.5 | 1.0 |
| 铁路(平行时与轨边，交叉时与轨底，电气化铁路除外) | 3.0 | 1.0 |
| 电缆引入建筑物时其保护管应超出建筑物散水坡的距离 | — | 0.1 |
| 排水沟(平行时与沟边、交叉时与沟底) | 1.0 | 0.5 |

- ① 电缆应埋设在建筑物的散水坡外。
- ② 当电缆与热力管沟之间装有隔热层时，平行距离可减小为0.5m。
- ③ 电缆与热力管沟交叉时，如电缆穿石棉水泥管保护，其长度应伸出热力管沟两侧各2m，隔热层应当伸出热力管沟和电缆两侧各1m。
- ④ 当电缆与各种设施交叉点前后各1m范围内穿管或者用隔板隔开交叉净距离可减小为0.25m。
- ⑤ 电缆与水管、压缩空气管平行，电缆与管道标高差不大于0.5m时，平行净距可减小为0.5m。

室内明敷电缆与其他线路之间的最小距离，不应小于下列数值：低压电缆之间35mm，低压与高压电缆之间150mm；低压电缆与照明线路之间为100mm，高压电缆与照明线路之间为150mm。

2.2 变配电设备的间距

为保证运行时设备和人身的安全，以及检修维护和搬运的便利，配电装置各部分规定有最小电气绝缘安全距离。

2.2.1 带电体的安全距离

室内和室外配电装置的各项安全净距，应当不小于表8.3-18和表8.3-19所列数值。室内配电装置最小安全净距的校验如图8.3-12和图8.3-13所示。室外配电装置的各项安全距离应不小于表所列数值。各种间隔的安全距离中最基本的是空气中的最小安全净距，即表中A₁和A₂的数值。它

表明带电部分到接地部分或者相间的最小安全净距，在这一距离下，无论是正常电压或者过电压的情况下，都不会发生空气绝缘的击穿。其余各部分都是在A₁和A₂的基础上，加上运行维护、检修和搬运工具所需的空間而制订的。

表 8.3-18 室内配电装置的最小安全净距 mm

| 敷 设 条 件 | 额定电压(kV) | | | | | |
|-----------------------------|----------|------|------|------|------|------|
| | 0.4 | 1~3 | 6 | 10 | 35 | 110 |
| 带电部分至接地部分(A ₁) | 20 | 75 | 100 | 125 | 300 | 850 |
| 不同相的带电部分之间(A ₂) | 20 | 75 | 100 | 125 | 300 | 900 |
| 带电部分至栅栏(B ₁) | 800 | 825 | 850 | 875 | 1050 | 1600 |
| 带电部分至网状遮栏(B ₂) | 100 | 175 | 200 | 225 | 400 | 950 |
| 带电部分至板状遮栏(B ₃) | 50 | 105 | 130 | 155 | 330 | 880 |
| 无遮栏裸导体至地面(C) | 2500 | 2375 | 2400 | 2425 | 2600 | 3150 |
| 不同时停电检修的无遮栏裸导体之间的水平距离(D) | 1875 | 1875 | 1900 | 1925 | 2100 | 2650 |
| 出现套管至户外通道路面(E) | 3650 | 4000 | 4000 | 4000 | 4000 | 5000 |

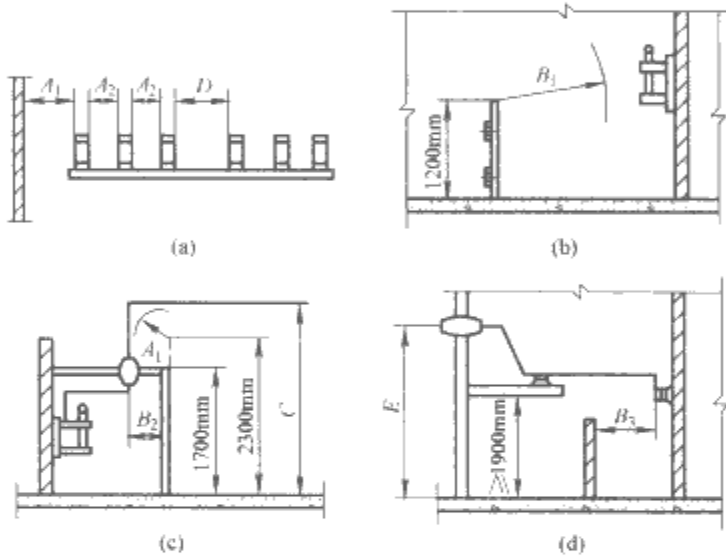


图 8.3-12 室内配电装置最小安全净距的校验

- (a) 带电部分至接地部分、不同相的带电部分之间和不同时停电检修的无遮栏裸导体之间的水平净距；
- (b) 带电部分至栅栏的净距；
- (c) 带电部分至网状遮栏和无遮栏裸导体至地（楼）面的净距；
- (d) 带电部分至板状遮栏和出线套管至室外通道的路面的净距

室外配电装置的最小安全净距校验见表8.3-19。

表 8.3-19 室外配电装置的最小安全净距 mm

| 敷 设 条 件 | 额定电压(kV) | | | | |
|-----------------------------|----------|------|------|------|------|
| | 0.4 | 1~10 | 35 | 110J | 220J |
| 带电部分至接地部分(A ₁) | 75 | 200 | 400 | 900 | 1800 |
| 不同相的带电部分之间(A ₂) | 75 | 200 | 400 | 1000 | 2000 |
| 带电部分至栅栏(B ₁) | 825 | 950 | 1150 | 1650 | 1550 |
| 带电部分至网状遮栏(B ₂) | 175 | 300 | 500 | 1000 | 1900 |
| 无遮栏裸导体至地面(C) | 2500 | 2700 | 2900 | 3400 | 4300 |
| 不同时停电检修的无遮栏裸导体之间的水平距离(D) | 2000 | 2200 | 2400 | 2900 | 3800 |

注 表中110J和220J指110kV和220kV中性点直接接地系统，本表所列数值不适用于制造厂生产的成套配电装置。

电气设备的套管和绝缘子最低绝缘部位距地面的距离小于2.5m时，应当装设固定遮栏。对于室内安装的变压器，其外廊与变压器四壁之间的最小距离应当不小于表8.3-20所列数值。对屋外安装的变压器，其外廊之间的距离一般应

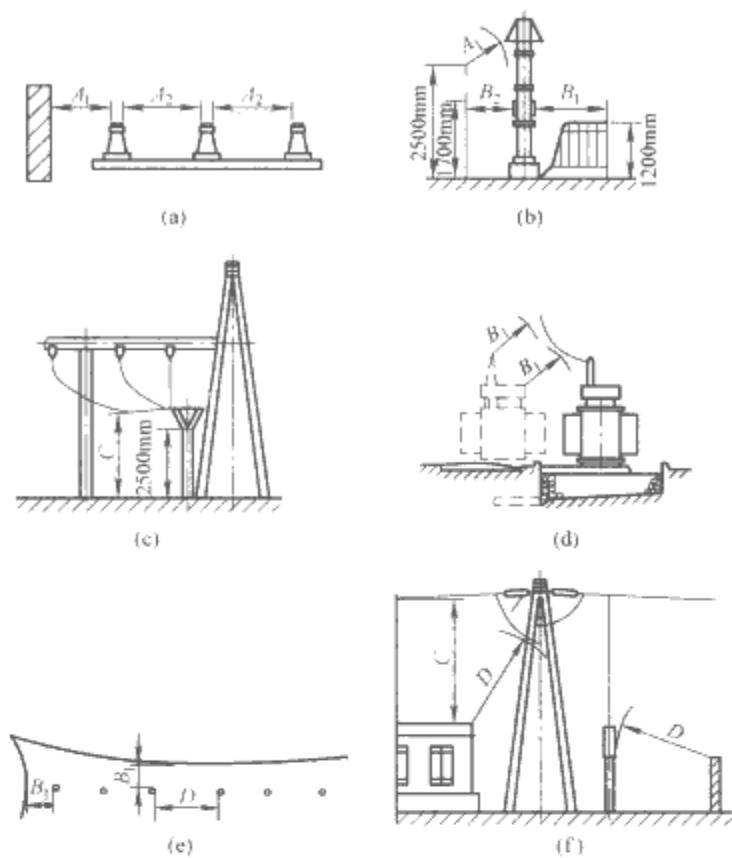


图 8.3-13 室外配电装置最小安全净距的校验
(a) 带电部分至接地部分和不相同的带电部分之间的净距；(b) 带电部分至围栏的净距；(c) 带电部分和绝缘子最低绝缘部位对地面的净距；(d) 设备运输时，其外廓至无遮栏裸导体的净距；(e) 不同时停电检修的无遮栏裸导体之间的水平和垂直交叉净距；(f) 带电部分至建筑和围墙顶部的净距

当不小于 1.5m，外廊与围栏或者建筑物之间的距离应当不小于 0.8m。室外配电间底部距离地的高度一般为 1.3m。人体遮栏和绝缘板与带电体之间的最小安全距离应符合表 8.3-21 所列数值。

| 表 8.3-20 变压器外廊与变压器室四壁的最小距离 m | | |
|------------------------------|----------|----------|
| 变压器容量(kVA) | 1000V 以下 | 1250V 以上 |
| 变压器外廊与变压器室侧壁、后壁 | 0.6 | 0.8 |
| 变压器外廊与变压器室门 | 0.8 | 1.0 |

| 表 8.3-21 人体和绝缘板与带电体之间的最小安全距离 m | | | |
|--------------------------------|------|------|-----------|
| 电压等级(kV) | 安全距离 | | |
| | 无遮栏 | 有遮栏 | 人体对绝缘板的距离 |
| ≤1 | 0.1 | — | — |
| 10 | 0.7 | 0.35 | 不可接触 |
| 35 | 1.0 | 0.6 | 不可接触 |
| 110 | 1.5 | 1.5 | — |
| 220 | 3.0 | 3.0 | — |

2.2.2 配电装置的安全通道

配电装置室内各种通道的最小安全距离，应当不小于表 8.3-22 所列数值。

| 表 8.3-22 配电装置室内各种通道最小安全距离 m | | | |
|-----------------------------|------|------|-----------|
| 布置方式 | 通道分类 | | |
| | 维护通道 | 操作通道 | 通往防爆间隔的通道 |
| 一面有开关设备时 | 0.8 | 1.5 | 1.2 |
| 两面有开关设备时 | 1.0 | 2.0 | 1.2 |

低压配电装置的通道，应当符合：

- (1) 宽度一般应当不小于 1.0m，有困难时可以减小到 0.8m。
- (2) 通道内高度低于 2.3m 无遮栏的裸露导电部分，与对面墙或者设备的距离应当不小于 1.0m，与对面其他裸露导电部分的距离应不小于 1.5m。
- (3) 通道上方裸导体的上高度低于 2.3m 时，应加装遮栏，遮栏后面通道高度应不低于 1.9m。

高压配电装置与低压配电装置应当分开装设，如在同一房间内单列布置时，高压开关柜与低压开关柜之间的距离应不小于 2.0m。配电装置的长度超过 6.0m 时，屏后应当有两个通过本室或其他房间的出口，其距离不宜大于 15m。

2.2.3 用电设备的安全距离

用电设备的安装应当考虑到防震、防尘、防潮、防火、防触电等安全要求，其中包括对安全距离的要求。

车间低压配电盘底口距离地面的高度，暗装方式可取 1.4m，明装方式可取 1.2m。明装电能表板底口距离地面的高度可取 1.8m。

常用开关设备安装高度为 1.3~1.5m。为了便于操作，开关手柄与建筑物之间应当保持 150mm 的距离。开关手柄离地面的高度可取 1.4m。拉线开关离地面高度可取 2~3m。明装插座离地面高度 1.3~1.5m，暗装插座可取 0.15~3m。

室外照明灯具安装高度不低于 3.0m，在墙上安装时可不低于 2.5m。对金属卤化物灯具的安装应符合下列要求：灯具安装高度应当在 5.0m 以上，电源线应经过接线柱连接，并且不得使电源靠近灯具表面，灯具必须与触发器和限流器配套使用。

室内吊灯灯具的高度应当大于 2.5m，受到条件限制时可以减小为 2.2m，如果达不到这一要求时，高度则可以减小为 1.5m。

吊扇扇页距离地面高度应当不低于 2.5m。

照明配电板的安装高度，其底边距离地面应当不小于 1.8m；配电箱的安装高度，其底边距离地面一般为 1.5m。

2.2.4 检修安全距离

为了防止人体在检修设备过程中触电，必须保证足够的检修间距。低压操作中，人体或其携带的工具与带电体之间的距离应当不小于 0.1m；在高压操作中，应当满足表 8.3-23 所列的各项最小距离要求。在架空线路旁进行起重工作时，起重机具（包括被吊物）与线路导线之间的最小距离可参考表 8.3-24 所列数值。

| 表 8.3-23 高压作业最小距离 m | | |
|-----------------------------------|----------|-----|
| 类 别 | 电压等级(kV) | |
| | ≤10 | 35 |
| 无遮栏作业，人体或其携带工具与带电体之间 ^① | 0.7 | 1.0 |
| 无遮栏作业，人体或其携带工具与带电体之间用绝缘杆操作 | 0.4 | 0.5 |
| 线路作业，人体或其携带工具与带电体之间 ^② | 1.0 | 2.5 |
| 带电水冲洗，小型喷嘴与带电体之间 | 0.4 | 0.6 |
| 喷灯或者气焊火焰与带电体之间 ^③ | 1.5 | 3.0 |

① 不足所列距离时，应装设临时遮栏。
② 不足所列距离时，临近线路应当停电。
③ 火焰不应喷向带电体。

表 8.3-24 起重机具与线路导线的最小距离

| | | | |
|----------|-----|----|----|
| 线路电压(kV) | ≤1 | 10 | 35 |
| 最小距离(m) | 1.5 | 2 | 4 |

3 电气设备的接地和保护接零

3.1 概述

为了保证人身和设备安全，电力设备需要接地。接地一般指电气设备为了达到安全和功能的目的，采用包括接地极、接地母线、接地线的接地系统与大地做电气连接，即接大地；或是电气装置与某一基准电位点做电气连接，即接基准地。按照类型，接地可以分为功能性接地、保护性接地，以及功能性和保护性结合的接地。按照作用不同，可以分为工作接地、保护接地、重复接地、过电压保护接地、防静电接地和屏蔽接地等。因故障导致的设备带电体与大地的接触不在本节的讨论范围。

(1) 工作接地。在正常情况下，为了保证电气设备的可靠运行，必须在电力系统中某一点进行接地，称为工作接地。工作接地的作用是保证电气设备可靠运行，在设备发生故障时能迅速切断故障，降低电气设备运行的绝缘水平，降低操作者接触电压。

(2) 保护接地。为了防止因为绝缘破坏而使操作人员和设备遭到触电的危险，将电气设备带电部分绝缘的外壳或者构架连接到接地体上，这种接地称为保护接地。保护接地通常在中性点不接地的系统中采用。这种接地方式的作用在于当发生绝缘破坏导致的漏电时，短路电流将大部分沿保护接地线进入大地，从而减小了流经人体或者被电击设备的电流，此外，该电流有利于继电保护设备及时发现故障从而跳闸，保证操作人员和设备的安全。

(3) 重复接地。指将零线上的一点或者多点与地再次做金属性连接。重复接地的作用是当设备发生碰壳或者接地短路时，可以降低零线的对地电压；当零线发生断线时，可以使故障程度降低。

(4) 接零。指将正常运行中与带电体绝缘的部分与中性点直接接地系统中的中性线连接。它的作用是当电气设备发生短路时，即形成单相短路，使保护设备能迅速发现故障从而跳闸，避免人体触电。在中性点直接接地的 1kV 以下系统中，必须采用接零保护。

(5) 过电压保护接地。过电压保护装置主要是为了消除过电压对电气设备的侵害而设置的。过电压保护装置应当能够防护雷击或电力系统操作引起的传导、静电感应和电磁感应过电压。

(6) 防静电接地。指防止静电危害设备和产品而设置的接地装置。

(7) 屏蔽接地。指通过接地提高被保护设备的抗电磁骚扰能力的装置。

电力设备的下列金属部分通常应当接地，另有规定的除外：

- (1) 电机、变压器、电器、照明器具、携带式及移动式用电器具的底座和外壳。
- (2) 电机设备传动装置。
- (3) 互感器二次接线。
- (4) 配电屏与控制屏的框架。
- (5) 屋内外配电装置的金属架构和钢筋混凝土架构以及靠近带电部分的金属围栏和金属门。
- (6) 交、直流电力电缆接线盒、终端盒的外壳和电缆外皮、穿线钢管。
- (7) 在非沥青地面的居民区，无避雷线小接地短路电流架空电力线路的金属杆塔和钢筋混凝土杆塔。
- (8) 装在配电线路上的开关设备、电容器等电力设备。
- (9) 控制电缆外皮。

电力设备的下列金属部分，除另有规定者以外，可不接地或接零：

- (1) 在木质或沥青等非良导体地面的房间内，交流额定电压 380V 及以下，直流额定电压 440V 及其以下的电力设备外壳，可以不接地。但是当维护人员可以同时触及电力设备外壳和接地物件时除外。
- (2) 干燥场所，交流额定电压 127V 及以下，直流额定电压 110V 及以下的电力设备外壳，但是爆炸危险场所除外。
- (3) 安装在配电屏、控制屏和配电装置上的电气测量仪表、继电器和其他低压电气等的外壳，以及当发生绝缘损坏时，在支持物上不会引起危险电压的绝缘子金属底座等。
- (4) 安装在已经接地的金属架构上的设备（必须保证电气接触良好），如套管等，但在有爆炸危险的场所除外。
- (5) 额定电压 220V 及以下的蓄电池室内支架。
- (6) 与已接地机床底座之间有可靠电气接触的电动机和电器的外壳，但爆炸场所除外。

工作接地的范围包括：

- (1) 变压器、发电机、静电电容器组的中性点，变压器中性点绝缘系统中，中性点应当通过击穿熔断器接地。
- (2) 电流互感器、避雷针、避雷线、避雷网、保护间隙等。

保护接地和接零范围见表 8.3-25。

表 8.3-25 电气设备接地或接零范围

| 序号 | 对地电压 | 房屋特征 | | | |
|----|--------|---|------|------------------|---|
| | | 无高度危险 | 高度危险 | 特别危险包括有起火危险及室外设备 | 有爆炸危险的 |
| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
| I | 65V 以下 | 不需要接地或者接零（在固定式 36V 或者 12V 低压装置中，常将线路的一相接地作为变压器绝缘击穿和一次电压窜入二次绕组的保护装置） | | | 为了防止静电电荷可能引起的火花，在 Q—1 级和 Q—2 级房屋中，应将保存易燃液体的金属容器（已用沥青及涂松香的黄麻绝缘的除外）或含有这些液体的过滤器，以及液体流过时与金属包皮摩擦的部分，予以接地 |

续表

| 序 号 | 对地电压 | 房 屋 特 征 | | | |
|-----|-----------|---|-------------------------------|---|----------------------|
| | | 无高度危险 | 高度危险 | 特别危险包括有 起火危险及室外设备 | 有爆炸危险的 |
| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
| Ⅱ | 65~150V | 不需要接地或 接零 | 手柄、飞轮以及 与机床有金属连接 的电动机外壳 | 在正常情况下，与带电部 分绝缘的器械、电机及配电 平的金属外壳及架构、电缆 接头盒、中间接线盒的金属 外壳、电缆金属包皮以及金 属软管等 | 同序号Ⅰ-5 以及Ⅱ-4 中的元件 |
| Ⅲ | 150~1000V | 同序号Ⅱ-4 中的元件 | | | 同序号Ⅰ-5 以及Ⅱ-4 中的元件 |
| Ⅳ | 1000V 以上 | 在正常情况下，与带电部分绝缘的金属部分、电气设备的支架和围栏结 构的所有金属部分，以及房架、平台盒可能带电，而且人能够接触的结构 部分 | | | 同序号Ⅰ-5、Ⅱ-3 及Ⅱ-4 中的元件 |

经过带电体流入地下的电流属于接地电流。接地电流有正常工作接地电流和故障接地电流两种。正常接地电流指系统正常工作时接地装置流入地下，借由大地形成工作回路的电流；故障接地电流是系统发生故障时出现的接地电流。

系统单相接地可能导致系统发生短路，这时的接地电流叫做该地的短路电流，如接地的 380/220V 系统的单相接地短路电流。在高压系统中，接地短路电流可能比较大。接地短路电流在 500 A 或者以下的，称为小接地短路电流系统；接地短路电流大于 500 A 的，称为大接地短路电流系统。

3.2 接地方式和特点

接地制式按照配电系统和电气设备的不同接地组合分类。按照 IEC 60364 规定，接地系统一般由两个字母组成，必要时可加后续字母。

第一个字母表示电源中性点对地的关系：T 表示直接接地、I 表示不接地或者通过阻抗接地。

第二个字母表示电气设备外壳的接地方式：T 表示独立于电源接地点的接地、N 表示与电源系统接地点或者该点的引出的导体相连。

后续字母表示中性点和保护线之间的关系：C 表示中性线和保护线合一（PEN 线）；S 表示中性线和保护线分开；C-S 表示在电源侧为 PEN 线，从某一点分开为保护线 PE 和中性线 N。

低压配电系统的接地主要有三种形式：TN 系统、TT 系统、IT 系统。

3.2.1 TN 系统

在 TN 系统中，所有电气设备的外壳接到保护线（PE）上，与配电系统的中性点相连（若无中性点，即变压器二次侧三角形连接或未引出中性点，可将变压器二次侧绕组的一相接地，但该接点不能用作 PEN 线）。保护线应在每个变电所附近接地，配电系统引入建筑物时，保护线在其入口处接地。为了保证故障时保护线的电位尽量接近地电位，尽可能将保护线与附近的有效接地体相连，如有必要，可增加接地点，并使其均匀分布。TN 系统故障电流较大，仅与电缆的阻抗大小有关，出现绝缘故障时，需要短路电流保护装置瞬时断开电路。

国际标准 IEC 60364 规定，根据中性线与保护线是否合并的情况，TN 系统分为 TN-C、TN-S、TN-C-S 三种。

对电网来说，当铜导线截面积 $\leq 10\text{mm}^2$ ，铝导线截面积 $\leq 16\text{mm}^2$ 时，必须采用 TN-S 系统，而不允许采用 TN-C 系统。

3.2.1.1 TN-C 系统

本系统中，保护线 PE 与中性线 N 合二为一，称为 PEN 线。

TN-C 系统是利用中性点接地系统的中性线作为故障电流的回流导线，当电气设备相线发生碰壳事故，故障电流经中性线回到中点，由于短路电流大，因此可采用过电流保护器切断电源。TN-C 系统一般采用零序电流保护；适用于三相负荷基本平衡场合，如果三相负荷不平衡，则 PEN 线中有不平衡电流，再加一些负荷设备引起的谐波电流也会注入 PEN，从而中性线 N 带电，且极有可能高于 50V，它不但使设备机壳带电，对人身造成不安全，而且还无法取得稳定的基准电位；应将 PEN 线重复接地，其作用是当接零的设备发生相与外壳接触时，可以有效地降低中性线对地电压。

可以看到 TN-C 系统存在一些缺陷，当三相负载不平衡时，中性线上出现不平衡电流，中性线存在对地电压。当三相负荷严重不平衡时，触及中性线有可能导致触电事故。

3.2.1.2 TN-S 系统

本系统中，保护线 PE 与中性线 N 分开。

电气设备相线碰壳，直接短路，可采用过电流保护器切断电源；当中性线断开，如三相负荷不平衡，中性点电位升高，但外壳无电位，保护线也无电位；TN-S 系统保护线首末端应做重复接地，以减少保护线断线造成的危险；TN-S 系统适用于工业企业、大型民用建筑。

单独使用独一变压器供电的或变配电所距施工现场较近的工地基本上都采用了 TN-S 系统，与逐级漏电保护相配合，确实起到了保障施工用电安全的作用，但 TN-S 系统必须注意几个问题：

（1）保护零线绝对不允许断开。否则在接零设备发生带电部分碰壳或是漏电时，就构不成单相回路，电源就不会自动切断，就会产生两种后果：①使接零设备失去安全保护；②使后面的其他完好的接零设备外壳带电，引起大范围的电气设备外壳带电，造成可怕的触电威胁。

（2）同一用电系统中的电器设备绝对不允许部分接地部分接零。否则当保护接地的设备发生漏电时，会使中性点接地线电位升高，造成所有采用保护接零的设备外壳带电。

（3）保护零 PE 线的材料及连接要求：保护零线的截面应不小于工作零线的截面，并使用黄/绿双色线。与电气设备连接的保护零线应为截面不小于 2.5mm^2 的绝缘多股铜线。保护零线与电气设备连接应采用铜鼻子等可靠连接，不得采用铰接；电气设备接线柱应镀锌或涂防腐油脂，保护零线在配电箱中应通过端子板连接，在其他地方不得有接头

出现。

3.2.1.3 TN-C-S 系统

在系统某一点起，PEN 线分为保护线 and 中性线，分开后，中性线对地绝缘（注：PEN 线分开后，不能再合并）。它可以看作是 TN-S 和 TN-C 两个系统组成，分界点在中性线与保护线的连接点。

- (1) 当电气设备发生单相碰壳事故时，系统等同于 TN-S 系统。
- (2) N 线断开，系统等同于 TN-S 系统。

(3) TN-C-S 系统中 PEN 线应重复接地，而中性线不宜重复接地，保护线连接的设备外壳在正常运行时始终不应带电，所以 TN-C-S 系统提高了操作人员及设备的安全性。施工现场一般当配电变压器台区距现场较远或没有施工专用变压器时采取 TN-C-S 系统。

3.2.2 IT 系统

IT 系统的电源不接地或通过阻抗接地，电气设备的外壳可直接接地或通过保护线接至单独接地体。IT 系统的优点：单相接地第一次故障时，故障电流较小，可以仅引发警报而不切断电源，通过查线排除故障，供电连续性较高，适合大型电厂的厂用电和重要生产线用电，而且这种系统可以采用剩余电流动作保护器进行人身和设备安全保护。

IT 系统的缺点：如果在一相接地故障被排除前，又发生另一相接地故障，故障电流会非常大，因此对一次故障探测报警设备的要求较高，以便及时消除和减少出现双重故障的可能性，保证 IT 系统的可靠性。

3.2.3 TT 系统

TT 系统的变压器或发电机的中性点直接接地，电气设备的所有外壳用保护线连在一起，接在与电源中性点独立的接地点。

这种接地方式的优点是电气设备的外壳与电源的接地无电气联系，适用于对电位敏感的数据处理设备和精密电子设备；故障时对地故障电压不会蔓延；接地短路时，由于受电流接地电阻和电气设备接地电阻的限制，短路电流较小，可减小危险。缺点是短路电流小，发生短路时，短路电流保护装置不会动作，易造成电击事故；短路保护装置的过电流保护不能提供绝缘故障保护，需采用剩余电流动作保护器进行人身和设备安全保护。

为了提高这种系统的安全性，通常采用不小于工作零线截面积的绿/黄双色线（PT 线），将总配电箱、分配电箱、主要电气设备下埋设的 4~5 组接地电阻的保护地线并联为保护地线，连接到电气设备金属外壳。这样可以达到：单相对地的故障点对地电压较低，故障电流较大，使漏电保护器迅速动作切除故障电路；PT 线不与中性线相连接，线路架设简单，不会有接错线的隐患；多个施工单位同时施工的大型工地可以分块设置 PT 线，有利于防止触电事故发生；不必每台设备下面重复安装接地线，节约开支，并且有利于保证接地电阻不大于规定值。

TT 系统在国外被广泛应用，在国内仅限于局部对地要求高的电子设备场合，在施工现场一般不采用此系统。但如果是公用变压器，而有其他使用者使用的是 TT 系统，则施工现场也应采用此系统。

3.2.4 接地系统中性线保护

- 以下情况应选用 4 极开关断开中性线。
- (1) TT 和 TN 系统的中性线截面积小于相线。
 - (2) 终端配电中避免中性线、相线接反。
- 以下情况下中性线必须有保护和能分断：

- (1) IT 系统中进行第二次故障保护的装置，防止中性线第一次故障后引发二次故障。
 - (2) 在 TT 和 TN-S 系统中，中性线的截面积小于相线的截面积。
 - (3) 所有接地系统中，会产生 3 次或多次谐波电流的场合（尤其是中性线截面积减少时）。
- 在 TN-C 系统中，中性线也是保护线，不能断开，由于负载电流不平衡和绝缘故障电流，会产生危险的中性点电压偏移。为此，用户必须做好等电位连接和每个区域的接地。

3.2.5 接地系统的选择

选择接地系统应根据电气装置的特性、运行条件和要求以及维护能力的大小，综合用户和设计安装人员的意见因地制宜地选用。只要符合安装和运行规范要求，三种接地系统都可以选用，没有优先级。

常用的选择标准如下：

- (1) 运行连续性要求较高、有维护服务的场合选用 IT 系统。
 - (2) 运行连续性要求较高、无维护服务的场合，无完全满意的选择，可选择 TT 系统（其跳闸选择性易于实现）或选择 TN 系统（减少危险）。
 - (3) 运行连续性要求不重要并且有维护能力的场合选择 TN-S 系统（易于快速维修和扩展）。
 - (4) 运行连续性要求较低无维护服务的场合选择 TT 系统。
 - (5) 有火灾危险的场合可选择 IT 系统（有人员维护）或选择 TT 系统（使用 0.5A 的剩余电流动作保护器）。
- 对于特殊电网和负载的选择：
- (1) 对于线路长、泄漏电流大的电网选择 TN-S 系统。
 - (2) 有备用电源的电网选择 TT 系统。
 - (3) 对大的故障电流比较敏感的负载（电机）选择 TT 或 IT 系统。
 - (4) 绝缘等级较差（电炉）或有大型高频滤波的设备（大型计算机）选择 TN-S 系统。

3.3 接地系统的构成

接地系统由接地体和接地线两部分构成。接地体是埋入地中直接与大地相连接的金属导体，也称为接地极，按照设置的不同，可以分为自然接地体和人工接地体。自然接地体是将建筑本身的钢筋、钢管、金属管道等金属部件兼做接地体使用。人工接地体是指人为地将金属部件，如钢管、角钢等金属埋入大地而做成的接地体。人工接地体通常宜采用垂直接地体，多岩石地区可以采用水平接地体。垂直埋设的接地体可采用 $\phi 40 \sim \phi 50 \text{mm}$ 的钢管或者 $40 \text{mm} \times 40 \text{mm} \times 4 \text{mm} \sim 50 \text{mm} \times 50 \text{mm} \times 5 \text{mm}$ 的角钢。垂直接地体可以成排布置，也可以作环形布置。水平埋设的接地体可以采用 $40 \text{mm} \times 4 \text{mm}$ 的扁钢或者 $\phi 16 \text{mm}$ 的圆钢。水平接地体多呈放射形布置，可以成排布置或者环状布置。

人工接地体的最小规格，应当不低于表 8.3-26 所列数值。

表 8.3-26 人工接地体规格表

| 材 料 | 参 数 | 规 格 |
|-----|-----|--------------------|
| 圆 钢 | 直径 | 10mm |
| 角 钢 | 厚度 | 4mm |
| 钢 管 | 壁厚 | 3.5mm |
| 扁 钢 | 截面积 | 100mm ² |
| | 厚 度 | 4mm |

型钢等效直径见表 8.3-27。

表 8.3-27 型钢等效直径

| 种类 | 圆 钢 | 钢 管 | 扁 钢 | 角 钢 |
|----|-----|-----|---------------|---|
| 简图 | | | | |
| d | d | d' | $\frac{b}{2}$ | 等边 $d = 0.84b$ 不等边 $d = 0.71 \sqrt{b_1 b_2 (b_1^2 + b_2^2)}$ |

单根直线水平接地体的接地电阻值见表 8.3-28。

表 8.3-28 单根直线水平接地体的接地电阻值 Ω

| 接地体材料及尺寸 | | 接地体长度 (m) | | | | | | | | | | | |
|----------|----------|-----------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| | | 5 | 10 | 15 | 20 | 25 | 30 | 35 | 40 | 50 | 60 | 80 | 100 |
| 扁 钢 | 40mm×4mm | 23.4 | 13.9 | 10.1 | 8.1 | 6.74 | 5.8 | 5.1 | 4.58 | 3.8 | 3.26 | 2.54 | 2.12 |
| | 25mm×4mm | 24.9 | 14.6 | 10.6 | 8.42 | 7.02 | 6.04 | 5.33 | 4.76 | 3.95 | 3.39 | 2.65 | 2.20 |
| 圆 钢 | φ8 | 26.3 | 15.3 | 11.1 | 8.78 | 7.3 | 6.28 | 5.52 | 4.94 | 4.10 | 3.47 | 2.74 | 2.27 |
| | φ10 | 25.6 | 15.0 | 10.9 | 8.6 | 7.16 | 6.16 | 5.44 | 4.85 | 4.02 | 3.45 | 2.70 | 2.23 |
| | φ12 | 25.0 | 14.7 | 10.7 | 8.46 | 7.04 | 6.08 | 5.34 | 4.78 | 3.96 | 3.40 | 2.66 | 2.20 |
| | φ15 | 24.3 | 14.4 | 10.4 | 8.28 | 6.91 | 5.95 | 5.24 | 4.69 | 3.89 | 3.34 | 2.62 | 2.17 |

注 按照土壤电阻率 $100\Omega \cdot \text{m}$ ，埋深 0.8m 计算。

直埋铠装电缆金属外皮接地电阻值见表 8.3-29。

表 8.3-29 直埋铠装电缆金属外皮接地电阻值

| 电缆长度 (m) | 20 | 50 | 100 | 150 |
|--------------------|----|----|-----|-----|
| 接地电阻值 (Ω) | 22 | 9 | 4.5 | 3 |

- 注 1. 土壤电阻率 $\rho=100\Omega \cdot \text{m}$ ，2~10kV， $3 \times (70 \sim 185)\text{mm}^2$ ，铠装电缆，埋深 0.7m。
2. 当 $\rho \neq 100\Omega \cdot \text{m}$ 时，表中电阻值应当乘以换算系数：500 $\Omega \cdot \text{m}$ 时为 0.7、250 $\Omega \cdot \text{m}$ 时为 1.65、500 $\Omega \cdot \text{m}$ 时为 2.35。
3. 当 n 根截面相近的电缆埋设同一沟里时，如单根电缆的接地电阻为 R_0 ，则总接地电阻为 R_0/\sqrt{n} 。

直埋金属水管的接地电阻见表 8.3-30。

表 8.3-30 直埋金属水管接地电阻值 Ω

| 长 度 (m) | | 20 | 50 | 100 | 150 |
|---------|----------|-----|-----|-----|-----|
| 公称口径 | 25~50mm | 7.5 | 3.6 | 2 | 1.4 |
| | 70~100mm | 7.0 | 3.4 | 1.9 | 1.4 |

注 土壤电阻率 $\rho=100\Omega \cdot \text{m}$ ，埋深 0.7m。

交流接地装置保护线的截面按照表 8.3-31 所列数据选择。

表 8.3-31 保护线最小截面 mm^2

| 装置的相线截面 S_a | 接地线及保护线最小截面积 |
|--------------------|--------------|
| $S_a \leq 16$ | S_a |
| $16 < S_a \leq 35$ | 16 |
| $S_a > 35$ | $S_a/2$ |

埋入土里的接地线的最小截面积见表 8.3-32。

表 8.3-32 埋入土内接地线的最小截面积 mm^2

| 有无保护 | 有机械保护 | 无机机械保护 |
|-------|--------------|--------|
| 有防腐保护 | 按照保护线最小截面的要求 | 铜 16 |
| 无防腐保护 | 铜 25 | 钢 50 |

接地线是将设备接地部分与接地体连接起来的导线等，在设备正常工作状况下，这些部件应当不导电。交流电气设备应当优先利用自然导体作接地线。在非爆炸危险环境，如自然接地线有足够的截面积，可以不再另行敷设人工接地线。

若车间内电气设备较多，宜敷设接地母线，将电气设备外壳分别与接地母线连接，接地母线经过两条连接线与接地体连接。各电气设备接地线不应串联。接地线截面积应与相线载流量相适应。

3.4 接地系统的安装

典型角钢垂直接地体的安装如图 8.3-14 所示，每一垂直接地体的垂直元件不能少于两根。垂直元件长度以 2~2.5m 为宜，过短会增加接地电阻，过长会增加施工难度而对接地电阻的减小效果甚微。相邻垂直元件之间的距离不宜小于长度的 2 倍。接地体垂直元件上端用扁钢或者圆钢焊接成一个整体。为了减少自然因素的影响，接地体上端的深度应不小于 0.6m，在农田应不小于 1.0m。接地体引出线应引出地面 0.3m 以上。接地体离独立避雷针接地体之间的地下距离不能小于 3.0m，离建筑物墙基之间的地下距离不得小于 1.5m。

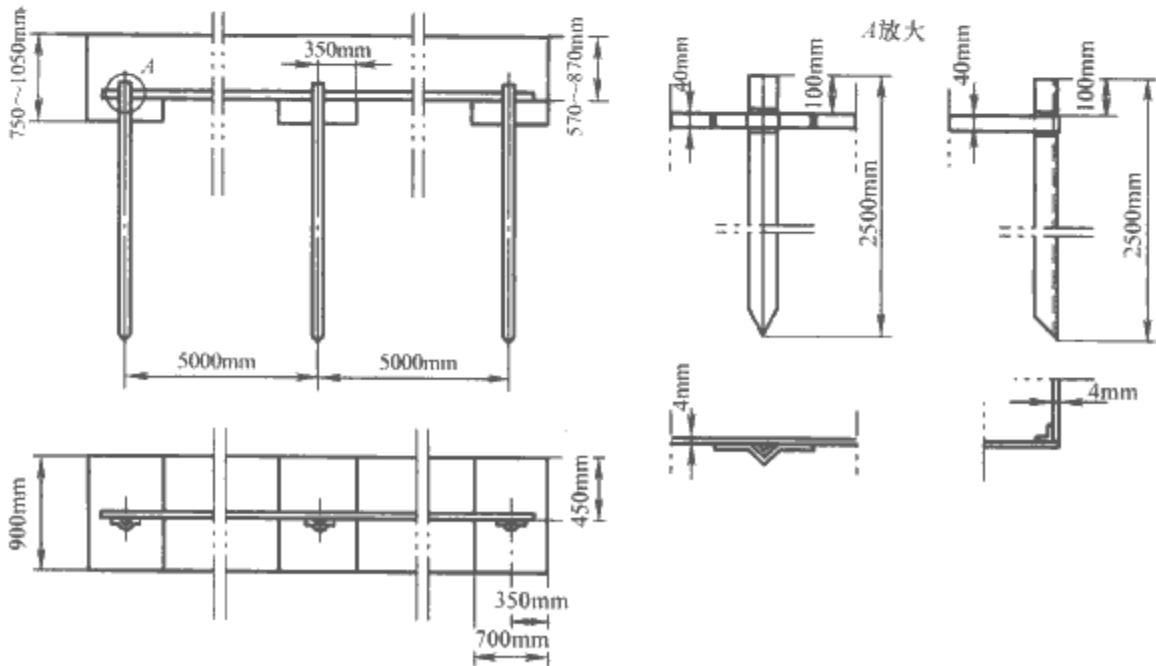


图 8.3-14 典型角钢接地体的安装

普通垂直接地体可以直接打入地下，对于挖坑埋设者，回填土中不应夹带有石块、建筑垃圾等杂物，应分层夯实。

接地体应避开人行道和建筑出入口等人员步行区域。接地装置应尽量避免腐蚀性较强的区域，如果不能避开，需要采取防腐措施。为防止机械损伤和化学腐蚀，接地线与铁路公路的交叉处和其他可能受到损伤的地方应当用穿管或者角钢保护。穿过铁路时，接地线路的敷设应向上拱起，以便留有伸缩余地，防止运行中断开。线路穿过墙壁、楼板、地坪时应当敷设在明孔、管道或者其他坚固的保护管中间。接地线与建筑物伸缩缝、沉降缝交叉时，应弯成弧线或者另安装补偿连接件。接地线位置应当便于检查，并且不妨碍设备的拆卸和检修。

工业厂房常采用网络接地体。当网络接地体外部的跨步电动势大于允许数值时，应当采取适当措施，主要有：

(1) 敷设帽檐式均压条。如图 8.3-15 所示，在网络外较网络深的地方埋设两条与网络连接在一起的均压条，以降低网络近处的跨步电动势。

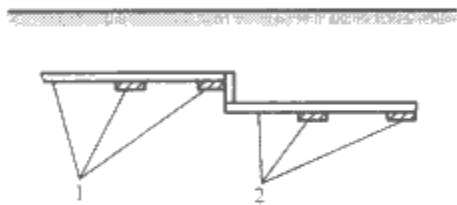


图 8.3-15 敷设帽檐式均压条
1—网络均压条；2—帽檐式均压条

(2) 敷设互不连接的均压条。这时，对地电压曲线陡度减小，跨步电动势降低，如图 8.3-16 所示。

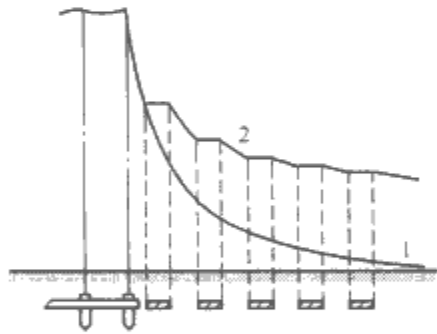


图 8.3-16 网络外均压条及对地电压曲线
1—无均压条；2—有均压条

(3) 在地面敷设卵石、砾石或者沥青层，提高跨步电动势的允许值。

采用网络接地方式的目的在于限制故障时可能出现的接触电动势和跨步电动势。采用该方法应当注意防止高电位引出和引入的可能性。由于网络可能呈现较高的对地电压，如将网络内高电位引出，则可能在网络外造成触电危险；如果将网络外低电位引入，则可能在网络内造成触电危险。

3.5 接地装置设计条件

接地装置设计时应当首先考虑接地电阻的允许值、接触电动势和跨步电动势允许值，可靠的连接、足够的防腐能力和热稳定性等安全需求；同时也需要兼顾投资和施工方便等经济原则。

从技术角度，接地装置设计需要考虑以下条件：

- (1) 土壤类型。
- (2) 土壤分层。土壤类型和深度对各种接地体的散流电阻有很大影响。
- (3) 岩层性质和深度。岩层性质和深度是决定接地体埋

设深度和施工方式的主要依据之一。此外，如果岩层有断裂，将不利于保持水源。

(4) 水源位置。包括临近的水源和地下水源，也是决定接地体施工方式的主要依据。

(5) 地下水位变化。有关地下水位随季节变化的资料是考虑接地体埋设深度的主要依据。

(6) 冻土层深度。由于冻土土壤电阻大大增加，因而接地体应当埋设在冰冻层以下。

(7) 最大接地短路电流。对于电力系统的接地装置，应当考虑到系统发展后短路电流增大的可能性。短路电流持续时间由继电保护装置的设计决定。对于兼作防雷接地的接地装置，应当考虑冲击电路的影响。

3.6 降低接地电阻的施工方法

在高土壤电阻率地区，可以采用下列方法降低接地电阻。

(1) 外引接线法。将接地体引到附近的水井、泉眼、水沟、河边等土壤电阻率较低的地方，或者敷设水下接地网，以降低接地电阻。

(2) 接地体延长法。延长水平接地体，增加其与土壤的接触面积。

(3) 深埋法。在不能增加接地网水平尺寸的方法来降低接地电阻时，可以采用深埋的方法。深埋法的优点是流散电阻稳定，受地面施工影响小，地面跨步电动势低，便于土壤化学处理。

(4) 化学处理法。在接地体周围置换或加入低电阻率固体或者液体材料，以降低流散电阻。

4 漏电保护

漏电保护是利用保护装置来防止电气事故的一种安全技术措施。剩余电流动作保护器（Residual Current Operated Protective Device, RCD）是一种低压安全保护电器，主要用于单相电击保护，也用于防止漏电引起的火灾，还可以用于检测和切断各种单相接地故障。剩余电流动作保护器可以提供间接接触电击保护，而额定漏电动作电流不大于 30mA 的剩余电流动作保护器在其他保护措施失效时可以作为直接接触电击的补充保护，但是不能作为基本保护措施。

4.1 剩余电流动作保护器的原理

电气设备发生漏电时，将呈现出异常的电流和电压。剩余电流动作保护器通过检测异常信号，经过信号处理、判断，促使执行机构动作，切断电路。国内外剩余电流动作保护器主要是通过电流信号来判断是否发生漏电。

剩余电流动作保护器组成框图如图 8.3-17 所示，其构成主要包括三个基本环节：检测元件、中间环节和执行机构。

检测元件用于检测漏电引起的异常电流。常用的检测元件有零序电流互感器。当产生漏电时，线路会有较大的零序

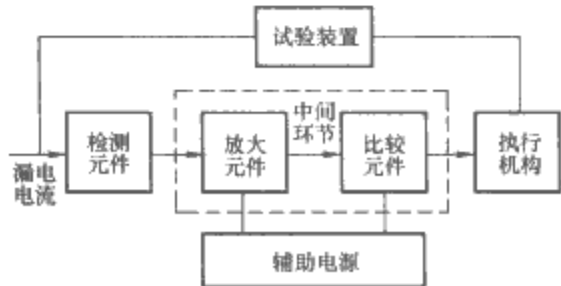


图 8.3-17 剩余电流动作保护器组成框图

电流通过，零序电流互感器借此检测漏电事故的发生。如图 8.3-18 所示，被保护主电路的相线和中性线穿过环形铁心，构成互感器的一次线圈 N_1 ，密绕在环形铁心上的绕组构成二次线圈 N_2 。正常工作时，根据基尔霍夫电流定律，相线、中性线上电流瞬时值之和恒为零，则铁心中的磁通也恒为零。当设备发生漏电时，主电路中各线上的电流瞬时值不再为零，在互感器的二次线圈中感应出电流。

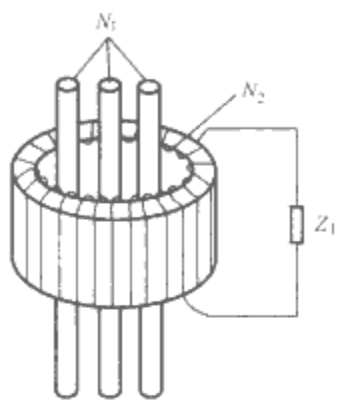


图 8.3-18 零序电流互感器

剩余电流动作保护器的中间环节是将感应元件采集的信号加以放大、比较，判断是否是漏电故障，然后驱动执行机构跳闸。

剩余电流动作保护器的执行机构用于接受中间环节发来的指令信号，实施动作，切断故障处电源。

如图 8.3-19 所示，被保护电路发生漏电事故时，由于漏电电流的存在，通过互感器 TA 一次侧的负荷电流相量不再等于零，即产生了剩余电流，导致了 TA 铁心中磁通的相量和也不再为零，即在铁心中出现了交变磁通。在交变磁通作用下，TA 二次侧产生感应电动势。该信号经过中间环节的放大处理，使主开关脱扣器线圈 TL 通电，驱动主开关 GF 自动跳闸，迅速切断被保护电路的供电电源，从而实现对设备和人身安全的保护。

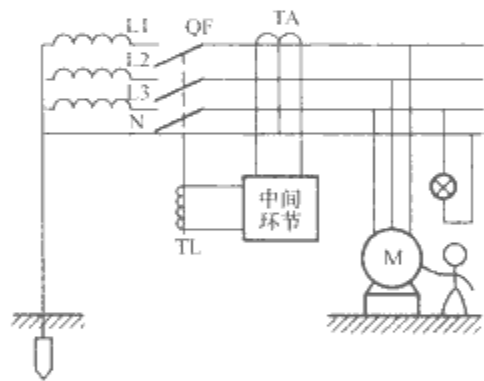


图 8.3-19 剩余电流动作保护器工作原理示意图

4.2 剩余电流动作保护器的分类

4.2.1 按中间环节的结构分类

(1) 电磁式剩余电流动作保护器。这种装置的中间环节为电磁元件，其耐过电流和过电压冲击的能力较强，无需辅助电源，当主电路缺相时仍能工作。但是缺点是灵敏度不易提高，制造工艺比较复杂，价格较高。

(2) 电子式剩余电流动作保护器。这种装置的中间环节采用电子元件构成，通过电子电路对漏电信号进行放大、处理和比较。特点是灵敏度高，动作电流和动作时间调整方便，可以采用灵活的信号处理方法和跳闸方式，使用耐久。它的缺点是对使用条件要求严格，抗电磁干扰性能较差，主电路缺相时，可能会因失去辅助电源而不能正常工作。

4.2.2 按结构特征分类

(1) 开关型剩余电流动作保护器。它是将零序电流互感器、中间环节和主开关组合安装在同一个机体内的开关电气，又称为漏电开关或漏电断路器。

(2) 组合型剩余电流动作保护器。它是将剩余电流动作保护器和主开关通过电气连接组合而成的剩余电流动作保护

器。发生故障时，由漏电继电器进行信号检测、处理和比较，通过脱扣器或继电器动作，发出报警信号，或者通过控制端子操作主开关切断供电电源。漏电继电器本身不具备直接断开主电路的功能。

4.2.3 按极数和线数分类

按照主开关极数和穿过零序电流互感器的线数可以将剩余电流动作保护器分成单极二线剩余电流动作保护器、二极剩余电流动作保护器、二级三线剩余电流动作保护器、三极剩余电流动作保护器、三极四线剩余电流动作保护器。

4.2.4 按运行方式分类

可分为不需要辅助电源供电的剩余电流动作保护器和需要辅助电源的剩余电流动作保护器。

4.2.5 按动作时间分类

可分为快速动作型剩余电流动作保护器、延时型剩余电流动作保护器和反时限型剩余电流动作保护器。

4.3 剩余电流动作保护器的参数

动作参数是剩余电流动作保护器最基本的参数。

电压型漏电保护的主要参数是漏电动作电压和动作时间。电流型剩余电流动作保护器的主要参数是漏电动作电流和动作时间。

4.3.1 额定漏电动作电压值

漏电动作电压是漏电时能使剩余电流动作保护器动作的最小电压。动作电压以不超过安全电压为宜；当动作时间不超过 5s 时，参照表 8.3-33 进行选取。

表 8.3-33 剩余电流动作保护器的动作时间和动作电压

| 最大持续时间 (s) | 流经人体的电流 (mA) | 可能的接触电压 (V) | | | |
|---------------|-----------------|-------------|------|------|------|
| | | 皮肤情况 | | | |
| | | BB1① | BB2② | BB3③ | BB4④ |
| >5 | 25 | 80 | 50 | 25 | 12 |
| 5 | 25 | 80 | 50 | 25 | 12 |
| 1 | 43 | 115 | 75 | 40 | 20 |
| 0.5 | 56 | 130 | 90 | 50 | 27 |
| 0.2 | 77 | 170 | 110 | 65 | 37 |
| 0.1 | 120 | 230 | 150 | 90 | 55 |
| 0.05 | 210 | 320 | 220 | 145 | 82 |
| 0.03 | 300 | 400 | 280 | 190 | 110 |

① BB1：干燥无汗皮肤，电流途径为单手至双足。
② BB2：潮湿皮肤，电流途径为单手到双足。
③ BB3：润湿皮肤，电流途径为双手至双足。
④ BB4：浸入水中的皮肤，只考虑体内电阻。

4.3.2 额定漏电动作电流值 $I_{\Delta n}$

剩余电流动作保护器的额定漏电动作电流 $I_{\Delta n}$ 是能使剩余电流动作保护器动作的最小电流，是剩余电流动作保护器最基本的技术参数之一。

我国标准规定的额定漏电动作电流值分为 6mA、10mA、(15mA)、30mA、(50mA)、(75mA)、100mA、(200mA)、300mA、500mA、1000mA、3000mA、5000mA、10000mA、20 000mA、15 个等级。其中 30mA 及其以下者属于高灵敏度，主要用于防止各种人身触电事故；30mA 以上到 1000mA 者属于中灵敏度，用于防止触电事故和漏电火

灾；1000mA 以上者属低灵敏度，用于防止漏电火灾和监视单相接地故障。

4.3.3 额定漏电不动作电流值 $I_{\Delta n0}$

它是指规定条件下，剩余电流动作保护器必须不动作的电流值。该指标是为了防止设备误动作。剩余电流动作保护器的额定不动作电流不得低于额定动作电流的 1/2。

4.3.4 漏电动作分断时间

分断时间指从突然施加漏电动作电流开始到被保护电路完全被切断为止的全部时间。为了适应人体触电保护和分级保护的需要，剩余电流动作保护器分为快速型、延时型和反时限型三种。快速型用于单级保护，用于直接接触电击防护时必须选用快速型的剩余电流动作保护器。延时型剩余电流动作保护器人为地设定了延时，主要用于分级保护的首端。反时限型剩余电流动作保护器是配合人体安全电流-时间曲线设计的，特点是漏电电流越大，则对应的动作时间越小，呈现反时限动作特性。

快速型剩余电流动作保护器动作时间与动作电流的乘积不应超过 30mA · s。

延时型剩余电流动作保护器的延时时间优选值为 0.2s、0.4s、0.8s、1.0s、1.5s、2.0s。

剩余电流动作保护器动作时间见表 8.3-34，其中额定电流大于 40A 一栏适用于组合型剩余电流动作保护器。

表 8.3-34 剩余电流动作保护器的动作时间

| 额定动作 电流 $I_{\Delta n}$ (mA) | 额定电流 (A) | 动作时间 (s) | | | |
|-----------------------------------|-------------|----------------|-----------------|------|-----------------|
| | | $I_{\Delta n}$ | $2I_{\Delta n}$ | 0.5A | $5I_{\Delta n}$ |
| ≤30 | 任意值 | 0.2 | 0.1 | 0.04 | — |
| >30 | 任意值 | 0.2 | 0.1 | — | 0.04 |
| | ≥40 | 0.2 | — | — | 0.15 |

4.3.5 漏电动作分断能力

剩余电流动作保护器的接通分断能力应满足表 8.3-35 的要求。

表 8.3-35 剩余电流动作保护器的接通分断能力

| 额定动作电流 $I_{\Delta n}$ (mA) | 接通分断电流 (A) |
|-------------------------------|------------|
| $I_{\Delta n} \leq 10$ | ≥300 |
| $10 < I_{\Delta n} \leq 50$ | ≥500 |
| $50 < I_{\Delta n} \leq 100$ | ≥1000 |
| $100 < I_{\Delta n} \leq 150$ | ≥1500 |
| $150 < I_{\Delta n} \leq 200$ | ≥2000 |
| $200 < I_{\Delta n} \leq 250$ | ≥3000 |

4.4 剩余电流动作保护器的选用

剩余电流动作保护器的选用应当首先根据被保护对象不同的特点进行选型，既要保证在技术上有效还应当考虑经济上的合理性。正确合理的选型是实施漏电保护措施的关键。

(1) 防止人身触电事故。用于直接接触电击保护的剩余电流动作保护器应当选用额定动作电流在 30mA 及以下的高灵敏度、快速型剩余电流动作保护器。浴室、游泳池、隧道等场所，剩余电流动作保护器的额定动作电流不宜超过 10mA。触电后可能导致二次事故的场合，应当选用额定动

作电流 6mA 的快速型剩余电流动作保护器。剩余电流动作保护器用于间接接触电击防护时，着眼点应放在通过自动切断电源消除因电气设备绝缘损坏，外露导线持续带电而产生的触电危险。例如固定电击设备、室外架空线路等。这些应用应选用额定动作电流 30mA 及其以上的剩余电流动作保护器。

(2) 防止火灾。对于木质结构的住宅和规模小的建筑物，考虑到其供电量小、泄漏电流小的特点，并兼顾到电击防护，可以选用额定动作电流为 30mA 及以下的剩余电流动作保护器。对于住宅以外的中等规模建筑，电力线路中的分支回路可以选用额定动作电流 30mA 及以下的剩余电流动作保护器，主干线可以选用额定动作电流 200mA 以下的剩余电流动作保护器。对于建筑材料中包括木质材料的钢筋混凝土类建筑，可以选用 200mA 以下的剩余电流动作保护器；不含可燃建材时，应区别情况，可选用 200mA 到数安培的剩余电流动作保护器。

(3) 防止电气设备烧毁。通常数安培的电流不足以造成电气设备烧毁，因此防止电气设备烧毁所考虑的主要是防止触电事故的配合和满足电网供电可靠性的问题，因此通常选用 100mA 到数安培的剩余电流动作保护器。

在剩余电流动作保护器的选择中，特殊情况下还需要考虑其他性能的选择。对于连接户外架空线路的电气设备，应当选用冲击电压不动作型剩余电流动作保护器，以免在雷击过电压发生时产生误动。对于不允许停转的电击，应选用报警方式，而不是漏电切断方式的保护器。对于照明线路，应当采用分级保护方式，支线采用高灵敏度的保护器，干线上采用中灵敏度的保护器。

剩余电流动作保护器的极线数应当根据被保护电气设备的供电方式选择：单相 220V 电源供电的电气设备应当选用二级或者单极二线式剩余电流动作保护器、三相三线 380V 电源供电的电气设备应当选用三极式剩余电流动作保护器、三相四线 220/380V 电源供电的电气设备应当选用四极或者三极四线剩余电流动作保护器。剩余电流动作保护器的额定电压、额定电流和分断能力等性能指标应当与线路条件相适应。剩余电流动作保护器的类型应当与供电线路、供电方式、系统接地类型和用电设备特征相适应。

4.5 剩余电流动作保护器的安装

剩余电流动作保护器的防护类型和安装方式应当与环境条件和使用条件相适应。有金属外壳的Ⅰ类移动式电气设备和手持式电动工具、安装在潮湿或强腐蚀等恶劣环境的电气设备、建筑施工工地的电气施工机械设备、临时性的电气设备、宾馆类房间的插座、触电危险性较大的民用建筑物内插座、游泳池或者浴池类场所的水中照明设备、安装在水中的供电线路和电气设备，以及医院中直接接触人体的电气医疗设备（胸腔手术室的除外）均应当安装剩余电流动作保护器。

对于公共场所的通道照明电源和应急照明电源（如火灾报警装置、消防水泵、消防通道照明等）、用于防盗报警的电源，以及其他不允许突然停电的场所或者电气装置的电源、漏电时立即切断电源将会造成事故或者重大经济损失的场合，应当安装不切断电源的漏电报警装置。

装有剩余电流动作保护器的电气线路和设备的泄漏电流必须控制在允许范围类，剩余电流动作保护器的额定不动作电流应当大于正常泄漏电流的 2 倍。当泄漏电流大于允许值时，必须更换线路或者设备的绝缘材料。电气设备装有高灵

敏度的剩余电流动作保护器时,电气设备单独接地装置的接地电阻可以适当放宽,但是应当限制预期的接触电压在允许的范围之内。安装剩余电流动作保护器的电动机及其他电气设备在正常运行时的绝缘电阻值应当不低于 $0.5\text{M}\Omega$ 。

用于防止触电事故的剩余电流动作保护器只能作为附加保护,加装剩余电流动作保护器的同时不得取消或放弃原有的安全防护措施。

安装带有短路保护的漏电开关,必须保证在电弧喷出的方向留有足够的飞弧距离。剩余电流动作保护器不宜安装在机械振动大或者交变磁场强的位置。安装位置的选定还应当考虑到水、尘等因素的影响,采取必要的防护措施。

安装剩余电流动作保护器后,原则上不能撤掉低压供电线路和电气设备的基本防电击措施,只允许在一定范围内作适当调整。

剩余电流动作保护器的接线如果错误会导致剩余电流动作保护器的误动和拒动。接线前应当分清保护装置的输入和输出端、相线和中性线,不得反接或者错接。输入端与输出端如果接错,电子式剩余电流动作保护器的电子线路可能因为没有电源而无法工作。

组合式剩余电流动作保护器控制回路的外部连接线应当使用铜导线,截面积不小于 1.5mm^2 ,连接线不宜过长。剩余电流动作保护器负载侧线路必须保持独立,负荷侧的线路(包括相线和工作中性线)不得与接地装置连接,不得与保护零线连接,也不得与其他电气回路连接。在保护接零线路中,应当将工作中性线与保护中性线分开,工作零线必须经过保护器,保护中性线不得经过保护器,也就是说,保护装置负载侧的中性线只能是工作零线,而不能是保护中性线。在TN-S系统中,四极式剩余电流动作保护器的正确接线如图8.3-20所示。

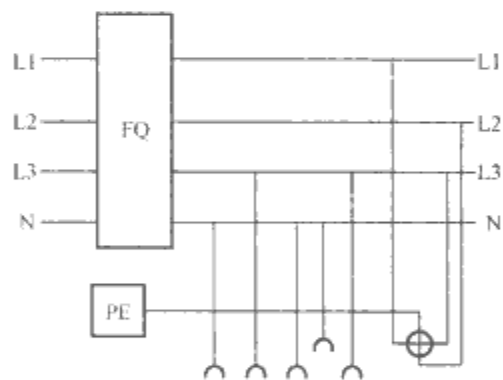


图 8.3-20 四极式剩余电流动作保护器正确接线

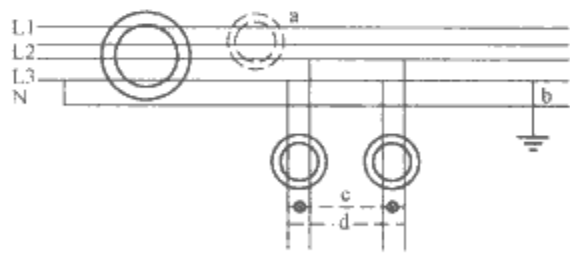


图 8.3-21 剩余电流动作保护器错误接线

图8.3-21所示为典型的剩余电流动作保护器错误接线,图中虚线部分都是错误的。a处的错误是采用三极式剩余电流动作保护器,若这样接线,当三相电流不平衡时,即使未发生漏电,也会导致保护器动作。b处的错误是将重复接地与N线连接了起来,虽然大部分不平衡零序电流经保护装置返回电源,但是小部分零序电流经过重复接地电阻和工作接地电阻构成回路,使得相线和工作中性线上的电流之和不为零,而可能导致保护器动作。c、d的连接将使得流经一

条支路相线的负荷电流流经两台保护器返回中性线,使得两台保护器都可能误动。

另外应当指出的是,剩余电流动作保护器后方设备的保护线不得接在保护器后方的中性线上,否则当设备漏电时漏电电流经过保护器返回,保护器会拒动作。

4.6 剩余电流动作保护器的拒动和误动

误动是指线路或者设备未发生预期的触电或者漏电时剩余电流动作保护器的动作;拒动是指线路或者设备已经发生预期的触电或者漏电事故时,剩余电流动作保护器拒绝动作。误动和拒动是影响剩余电流动作保护器正常投入运行、充分发挥作用的主要问题之一。

4.6.1 剩余电流动作保护器的误动

误动的原因很多,主要有如下一些原因引起保护装置的误动。

(1) 接线错误。在TN系统,即电源端中性点接地,电气设备外露可导电部分通过保护中性导体或者保护导体连接到此接地点的系统,除保护线以外,中性线和PEN线都应当同相线一起穿过互感器铁心。如果中性线未与相线一起穿过保护器,一旦三相出现不平衡,产生零序电流,保护器就会发生误动。如果保护器后方的零线与其他中性线连接,或者直接接地,或者保护器后方的相线与其他支路的同相相线连接,或者负荷跨接在保护器电源侧和负荷侧,则接通负荷时,也都可能造成保护器误动。

(2) 保护器后方一相或者两相对地绝缘破损,或者对地绝缘不对称,都将产生不平衡的泄漏电流,导致保护器误动。

(3) 感性负荷低压线路分断时,可能产生过电压冲击,并且沿对地绝缘阻抗形成不平衡的冲击泄漏电流,造成保护器误动。对于电子式保护器,电子电路的电源电压升高,也会导致保护器误动。

(4) 不同步合闸。发生不同步合闸时,首先合闸的一相可能产生足够大的泄漏电流使保护器误动。

(5) 大型设备启动。大型电机的堵转电流很大,如果保护器内零序电流互感器的平衡特性不好,则启动时互感器一次侧漏磁可能造成保护器误动。

(6) 偏离使用条件。环境温度、相对湿度和机械振动等超过保护器设计条件时可以造成其误动作。

(7) 保护器质量低劣。元件质量不高或者装配工艺欠佳会降低保护器的可靠性和稳定性,并且导致误动作。

(8) 附加磁场。如果保护器屏蔽不好,会因为电磁环境恶劣而导致误动。

4.6.2 剩余电流动作保护器的拒动

通常拒动比误动少见,但是拒动造成的危险比误动大。拒动的主要原因和分析如下:

(1) 接线错误。用电设备外壳上的保护线接入保护器将导致设备漏电时拒动。

(2) 动作电流选择不当。保护器动作电流选择过大或者整定过大将造成保护器拒动。

(3) 产品质量问题。互感器二次回路短路、脱扣元件质量缺陷等均可造成保护器拒动。

(4) 线路绝缘阻抗降低或者线路太长。由于部分电击电流不沿配电网工作接地或者保护器前方的绝缘阻抗流动,而是沿着保护器后方的绝缘阻抗流经保护器返回电源,将导致保护器拒动。

4.6.3 剩余电流动作保护器的使用和维护

运行中的剩余电流动作保护器外壳各部件及其上的部

件、连接端子应当保持清洁，完好无损。连接应当牢固，端子不应变色。漏电保护开关的操作手柄应当灵活、可靠。

剩余电流动作保护器安装完毕后，应当试验剩余电流动作保护器的工作特性，确认可以正常动作以后方能投入使用。使用过程中也应当定期用试验按钮试验其可靠性。但是为了防止烧坏试验电阻，不宜过于频繁地试验。

运行中剩余电流动作保护器外壳的温度：胶木件最高不得高于 65℃、外壳金属件最高温度不得超过 55℃。保护装置一次电路各部绝缘电阻不得低于 1.5MΩ。

如果运行中的剩余电流动作保护器突然跳闸，需要查明原因，排除故障之后才能重新合闸。

5 用电设备安全

大多数用电设备是低压用电设备。本节主要介绍一些最常用的，同时也是危险性较大的低压设备，包括电动机、手持电动工具、照明装置等电气设备。

5.1 用电设备环境条件

用电设备的安全性能与周边的环境很大关系，空气的潮湿程度、导电性粉尘、腐蚀性蒸汽等因素都会对电气设备的绝缘起较大的破坏作用，大幅度降低绝缘电阻，会造成电气设备外壳、机座等金属部件带电，并因此造成触电事故。此外，环境温度的高低也会影响人体电阻，从而影响触电的危险性。地板的导电性能以及电气设备附近是否存在金属接地物，也会间接的影响触电的安全性。因此应当根据环境特征，选用具有适当防护特性的用电设备。

工作环境可以根据电击的危险程度分为无较大危险的环境、有较大危险的环境和特别危险的环境。

在正常情况下，有绝缘地板，没有接地导体或者接地导体很少的干燥、无尘环境属于无较大危险的环境，如普通住房、办公室、实验室、仪表装配车间等通常属于无较大危险的环境。

有较大危险的环境：

- (1) 空气相对湿度经常超过 75% 的环境。
- (2) 环境温度经常或者昼夜周期性地超过 35℃ 的环境。
- (3) 含导电性粉尘，并沉积在导线上或者进入机器内仪器内的环境。
- (4) 有金属、泥土、钢筋混凝土、砖等导电性地板或地面的环境。

(5) 工作人员可以同时接触接地金属体和电气设备金属外壳的环境。一般的工厂车间都属于有较大危险的环境。

特别危险的环境：

- (1) 室内天花板、墙壁、地板等物体都潮湿，空气相对湿度接近 100% 的特别潮湿的环境。
- (2) 室内经常或长时间存在可以腐蚀电气设备绝缘或者导电部分的腐蚀性蒸汽、气体、液体等化学物质或者有机物质。
- (3) 具有两种或两种以上较大危险环境特征的环境，例如有导电性地板的潮湿环境。很多生产厂房、车间电缆沟等场所，都属于特别危险环境。

5.2 用电设备防护等级

电机和低压电气设备外壳防护包括两种防护：①对固体异物进入内部以及对人体触及内部带电或者运动部分的防护；②对液体进入内部的防护。

电气设备的外壳防护等级，按照图 8.3-22 所示的方法

标志。

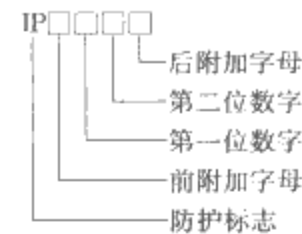


图 8.3-22 电气设备外壳防护等级标志方法

第一位数字表示第一种防护形式的等级；第二位数字表示第二种防护形式等级。仅考虑一种防护时，另一位数字用“×”代替。前附加字母是电机产品的附加字母，W 表示气候防护式电机，R 表示管道通风式电机；后附加字母也是电机产品的附加字母，S 表示在静止状态下进行第二种防护形式试验的电机，M 表示在运转状态下进行第二种防护形式试验的电机。如无需特别说明，附加字母可以省略。第一种防护分为 7 级，见表 8.3-36。

表 8.3-36 电气设备第一种防护

| 防护等级 | 简称 | 防护性质 |
|------|----------------|---|
| 0 | 无防护 | 没有专门的防护 |
| 1 | 防护大于 50mm 的固体 | 能防止直径大于 50mm 的固体异物进入壳体，防止人体的某一大面积部分（如手）偶然或者意外触及壳体内带电或者运动部分，但是不能防止有意识地接近这些部分 |
| 2 | 防护大于 12mm 的固体 | 能防止直径大于 12mm 的固体异物进入壳内，防止手指触及壳内带电或运动的部分 ^① |
| 3 | 防护大于 2.5mm 的固体 | 防止直径大于 2.5mm 的固体异物进入壳内，防止厚度大于 2.5mm 的工具、金属线等触及壳内带电或运动的部分 ^{①②} |
| 4 | 防护大于 1.0mm 的固体 | 能防止直径大于 1mm 的固体异物进入壳内，防止厚度（或直径）大于 1mm 的工具、金属线等物体触及壳内带电或运动的部分 |
| 5 | 防尘 | 能防止灰尘进入达到影响产品正常运行的程度，能完全防止触及壳内带电或运动的部分 ^① |
| 6 | 尘密 | 能完全防止灰尘进入壳内，完全防止触及壳内带电或运动的部分 ^① |

① 对用同轴外风扇冷却的电动机，风扇的防护应当能防止其风叶或者轮辐被试指触及；在出风口，直径 50mm 的试指插入时，不能通过护板。
② 不包括泄水孔，泄水孔不应低于 2 级规定。

第二种防护分为 9 级，见表 8.3-37。

表 8.3-37 电气设备第二种防护

| 防护等级 | 简称 | 防护性能 |
|------|-------|----------------------------|
| 0 | 无防护 | 没有专门防护 |
| 1 | 防滴 | 垂直的滴水不能直接进入产品内部 |
| 2 | 15°防滴 | 与垂线成 15°以内范围内的滴水不能直接进入产品内部 |
| 3 | 防淋水 | 与垂线成 60°以内范围内的滴水不能直接进入产品内部 |
| 4 | 防溅 | 任何方向的溅水对产品应无有害影响 |

续表

| 防护等级 | 简称 | 防 护 性 能 |
|------|----------|----------------------------|
| 5 | 防喷水 | 任何方向的喷水对产品应无有害影响 |
| 6 | 防海浪或强力喷水 | 强烈的海浪或者强力喷水对产品应无有害影响 |
| 7 | 浸水 | 产品在规定的压力和时间下浸入水中，进水量应无有害影响 |
| 8 | 潜水 | 产品在规定的压力下长时间浸入水中，进水量应无有害影响 |

5.3 特殊环境对电气设备的要求

5.3.1 防爆电器

化工、石油工业和煤矿等企业的生产在环境中会出现各种爆炸性物质，当它们接触到火星或者高温时就会发生爆炸。而电气设备运行中在开断线路时常产生电弧等火种，为了使电气设备能够在有爆炸危险的环境中可靠运行，主要采用两种方法：①改变电气设备周围的环境，使一般的无防护措施的设备可以在局部小环境内安全运行；②针对电气设备

采取相应的防护措施，使其达到安全可靠运行的目的。防爆型电气设备在具有爆炸危险的环境中工作时，其电弧、电火花或炽热部件不能与可爆炸混合物接触，或者限制其作用范围。

5.3.2 化工防腐型低压电器

化工防腐型低压电器主要使用于氮、氯、碱等化工厂的具有化工腐蚀的环境中。化工防腐型低压电器基本上是在一般用途的低压电器基础上派生的。因此除应当满足相应基本系列低压电器的要求以外，还应当满足化工腐蚀环境的特殊要求：

- (1) 化工防腐型低压电器的使用环境条件：空气最高温度 40℃，最大相对湿度 90%（25℃）；有凝露；在周围空气中有一种或一种以上的化学腐蚀物质，经常或不定期存在有酸雾、碱雾或者少量腐蚀粉尘。
 - (2) 化工防腐型低压电器的防护措施。防腐型低压电器主要通过密闭、封闭或者油浸等结构来提高防腐性能。结构上常采用的几点措施有外壳制成不易积水、积尘的形式，螺孔不穿过外壳，进、出线应当可靠密封。
- 需选用耐腐蚀材料，或者按照要求对其进行防腐处理。

第4章 电气防火防爆

1 电气火灾和爆炸的原因

电气设备运行中产生的危险温度、电火花和电弧是电气火灾和爆炸的直接原因。

1.1 危险温度

电气设备运行时不可避免地发热。电流流过导体,由于电阻作用产生热量加热导体。对于电动机、变压器等利用电磁感应工作的电气设备,由于铁磁材料在交变磁场作用下有磁滞损耗和涡流损耗,也会导致温度升高。此外,有机械运动的电气设备(例如电动机、发电机等)由于摩擦也会引起发热。电气设备的漏磁、谐波等都会引起温度升高。

正确的设计、施工和运行操作的电气设备在稳定运行时,内部的发热与散热平衡,其最高温度应当不会超过某一个范围。但是当电气设备正常运行状态受到破坏时,就会产生发热增加、温度过高,一定条件下就可以引起火灾。引起过热的原因可以有如下几方面:

(1) 短路。线路发生短路时,线路中的电流增加到正常工作电流的几倍甚至几十倍,功率大大高于正常值,热量用于加热导线,使得导线温度急剧上升,容易引发导线附近可燃物的燃烧,引起火灾。电气设备绝缘老化变质,或者受到高温、潮湿或者腐蚀的作用而失去绝缘能力就可能引起短路事故。由于设备安装不当,可能使电气设备绝缘受到机械损伤而形成短路。在雷击等过电压作用下,电气设备的绝缘可能遭到击穿而形成短路。维护工作不当也可能导致导电粉尘或纤维进入设备内部,引起短路事故发生。另外,小动物或者生长的植物也有可能进入电气设备引起短路事故。此外,雷电和操作过电压作用时的电流很大,有类似短路电流但比短路电流更强的热效应,可以引发火灾。

(2) 过载。指电气线路或者设备所通过的电流值超过允许的数值。造成过载主要有下面三种情况:

1) 设计、选用线路或者设备不合理,未留有足够的裕量,以至于在正常负载下出现线路过热。

2) 使用不合理,设备或线路功率超过额定值或者连续使用时间过长,超过线路或者设备的设计能力造成的过载。

3) 设备故障运行会造成设备和线路过载,比如三相电机单相运行,或者三相变压器非对称运行均可能造成过载。

(3) 接触不良。电路的接触部分是重要的薄弱环节,是产生危险温度的主要部分之一。

1) 不可拆卸的接头连接不牢、焊接不良或者接头处混有杂质,都会增加接触电阻,从而导致接头过热。对可拆卸接头连接不紧密或者由于震动的松动也会导致接头发热。

2) 活动触头,如刀开关触头、接触器触头、插式熔断器的触头、插销的触头,如果没有足够的接触压力或者接触表面粗糙不平,会导致触头过热。

3) 对于铜、铝金属连接的接头,由于铜和铝的化学性能不同,接头处容易发生腐蚀,从而导致接头过热。

4) 电刷的滑动接触要保持足够的压力,还要保持光滑和清洁,以免产生过大的火花。

(4) 散热不良。电气设备温升不只和发热量有关,也和热量散失条件有关。由于环境温度过高,或者使用方式不当,以及散热设施工作条件不正常,如变压器油量不足、电动机通风道堵塞,使散热条件恶化,造成设备温度过高。

(5) 电气设备中有铁磁材料。变压器、电动机等通过电磁感应原理工作的设备选材、装配工艺欠佳,使材料的铁损过大。

(6) 绝缘材料绝缘劣化。绝缘材料劣化后,泄漏电流、介质损耗增加,导致绝缘热损坏;或者由于绝缘性能劣化,在电场作用下发生击穿,而产生大量热量导致温度升高。

(7) 电热设备和照明灯具。很多危险温度是由于电加热设备工作时,外表面具有较高温度而产生的。如电炉、白炽灯泡等,这些设备工作时表面温度就在几百度,使用不当时,容易引发火灾。

(8) 漏电。漏电电流不大时,线路熔丝不会熔断。如果线路没有加装漏电保护器,漏电不会导致线路跳闸。如果漏电流集中在某一点流过,那么很容易造成火灾。

1.2 电火花和电弧

电火花是电极之间击穿放电,电弧是空气被击穿后导通大量电流的等离子体通道。一般电火花温度很高,特别是电弧,温度通常在3000K以上。

电火花和电弧的温度是非常高的,不仅能引起绝缘物质的燃烧,甚至可以导致金属熔化和飞溅,是火灾和爆炸的危险源。

电火花产生的原因可以分为如下几种:

(1) 工作。电气设备正常工作和操作过程,如直流电机电刷的运转过程中、插销的插拔。

(2) 事故。线路和设备发生故障,以及非正常操作,如短路、绝缘损坏和误操作等。

(3) 外来原因。如雷电、静电、高频电磁场感应。

(4) 机械碰撞高温工作器件。

除此以外,外界存在爆炸性混合物,或者变压器周围不当地堆放易燃物,都会促使电气设备电火花、电弧发展成火灾和爆炸。

2 危险物质

2.1 危险物质的概念

危险物质指在大气条件下,能与空气混合形成爆炸性混合物的气体、蒸汽、薄雾、粉尘或者纤维。大气条件下,气体、蒸汽、薄雾、粉尘或者纤维状混合物统称爆炸性混合物。

凡有爆炸性混合物出现或者可能出现,并且出现的量足以要求对电气设备和电气线路采取防爆措施的场所都称为爆炸危险场所。按照爆炸性混合物的物理化学性质可将其分成三类:Ⅰ类——矿井甲烷;Ⅱ类——爆炸性气体、蒸汽、薄雾;Ⅲ类——爆炸性粉尘、纤维。

Ⅰ类爆炸性物质专指矿井环境下的甲烷及其气体混合

物。除此以外，石油化工系统中的均为Ⅱ类或者Ⅲ类爆炸性物质。

最大试验间隙（MESG）是在规定条件下，将试验容器壳内所有浓度的被试验气体或者蒸汽与空气混合物点燃以后，通过 25mm 长的结合面，均不能点燃壳外爆炸性气体混合物的外壳空腔两部分之间的最大间隙。最大试验间隙越小，要求的隔爆性能越强。

最小点燃电流比（MICR）是在规定条件下，能点燃某种爆炸性混合物的最小电流与甲烷对应的最小点燃电流的比值来确定级别的。对于许多气体来说，最大试验间隙和最小点燃电流比这两种分级方法是近似等价的。

2.2 危险物质的分级

（1）按照最大试验安全间隙和最小点燃电流比对Ⅱ类危险物质分类。对爆炸性气体的分级是根据传爆能力的大小，采用最大试验间隙或者最小点燃电流比进行划分的，分为 A、B、C 三级，即分为ⅡA、ⅡB、ⅡC，见表 8.4-1。

表 8.4-1 爆炸性气体的分类、分级和分组

| 类和级 | 最大试验安全间隙 MESG (mm) | 最小点燃 电流比 MICR | 不同引燃温度组别爆炸性气体 | | | | | |
|-----|--------------------------|-----------------------|---|------------------------------|--------------------------|-------|----|-----------|
| | | | T1 | T2 | T3 | T4 | T5 | T6 |
| I | MESG =1.14 | MICR =1.0 | 甲烷 | — | — | — | — | — |
| ⅡA | 0.9 <MESG <1.14 | 0.8 <MICR <1.0 | 乙烷、丙烷、丙烯、氯乙烯、氯乙烷、苯、甲苯、苯、氨、甲醇、一氧化碳、乙酸乙酯、乙酸、丙稀腈 | 丁烷、乙醇、丙烯、丁烯、丁醇、乙酸丁酯、乙酸戊酯、乙酸酐 | 戊烷、己烷、庚烷、癸烷、辛烷、汽油、硫化氢、己烷 | 乙醚、乙醛 | — | 亚硝酸乙酯 |
| ⅡB | 0.5 <MESG ≤0.9 | 0.45 <MICR ≤0.8 | 二甲醚、环氧乙烷、环氧丙烷、民用煤气、环丙烷 | 环氧乙烷、环氧丙烷、丁二烯、乙烯 | 异戊二烯 | — | — | — |
| ⅡC | MESG ≤0.5 | MICR ≤0.45 | 水煤气、氢气、焦炉煤气 | 乙炔 | — | — | — | 二硫化碳、硝酸乙酯 |

（2）按照导电性和爆炸性对Ⅲ类分级，即分为ⅢA、ⅢB，见表 8.4-2。

表 8.4-2 爆炸性粉尘的分级、分组

| 类和级 | 粉尘物质 | 引燃温度组别 | | |
|-----|-----------|---------------------------------|-------|----|
| | | T1 | T2 | T3 |
| ⅢA | 非导电性可燃纤维 | 木棉纤维、烟草纤维、纸纤维、亚硫酸盐纤维素、人造毛短纤维、亚麻 | 木质纤维 | — |
| | 非导电性爆炸性粉尘 | 小麦、玉米、砂糖、橡胶、染料、聚乙烯、苯酚树脂 | 可可、米糖 | — |

续表

| 类和级 | 粉尘物质 | 引燃温度与组别 | | |
|-----|----------|-------------------|-----------|--------------------|
| | | T1 | T2 | T3 |
| ⅢB | 导电性爆炸性粉尘 | 镁、铝、铝青铜、锌、钛、焦炭、炭黑 | 铝(含油)、铁、煤 | — |
| | 火炸药粉尘 | — | 黑火药、TNT | 硝化棉、吸收药、黑索金、特屈儿、泰安 |

（3）按引燃温度分组。爆炸性物质的分组是按照在用标准试验方法试验时引燃爆炸性混合物的最低温度划分的。常见的物质引燃温度见表 8.4-3。

表 8.4-3 常见物质引燃温度

| 名 称 | 温度 (℃) | 名 称 | 温度 (℃) |
|------|--------|-----|--------|
| 丙酮 | 535 | 乙烯 | 435 |
| 一氧化碳 | 605 | 苯 | 560 |
| 甲烷 | 537 | 氯苯 | 637 |
| 乙烷 | 515 | 乙苯 | 397 |
| 甲醇 | 455 | 甲苯 | 535 |
| 乙醇 | 422 | 二甲苯 | 528 |

I 类爆炸性物质不分组。

Ⅱ类爆炸性物质按照引燃温度降低，危险程度逐级升高，分为六组： $t_{T1} > 450^{\circ}\text{C}$ ， $450^{\circ}\text{C} \geq t_{T2} > 300^{\circ}\text{C}$ ， $300^{\circ}\text{C} \leq t_{T3} > 200^{\circ}\text{C}$ ， $200^{\circ}\text{C} \geq t_{T4} > 135^{\circ}\text{C}$ ， $135^{\circ}\text{C} \geq t_{T5} > 100^{\circ}\text{C}$ ， $100^{\circ}\text{C} \geq t_{T6} > 85^{\circ}\text{C}$ 。

Ⅲ类爆炸性物质按照引燃温度降低，危险程度逐级升高，分为三组： $t_{T1} > 270^{\circ}\text{C}$ ， $270^{\circ}\text{C} \geq t_{T2} > 200^{\circ}\text{C}$ ， $200^{\circ}\text{C} \geq t_{T3} > 140^{\circ}\text{C}$ 。

油库中储存的溶剂汽油、煤油等清质油品蒸气，均属于Ⅱ类 A 级 T3 组爆炸气体。

3 危险场所

3.1 危险区域的特征

根据爆炸性气体混合物出现的频繁程度和持续时间，将危险环境区分为 0 区、1 区和 2 区。各级区域的特征如下：

（1）0 区。指正常运行时连续出现，或长时间出现，或短时间频繁出现爆炸性气体、蒸汽或薄雾的区域。除了封闭的空间，如密闭的容器、储油罐等内部气体空间外，生产中很少存在 0 区。有些区域虽然爆炸性气体的浓度超过爆炸上限，但是可能混入空气而进入爆炸极限，这样的环境仍划为 0 区。例如，固定盖顶的液体储罐，当液面以上空间未充惰性气体时应划为 0 区。

（2）1 区。指正常运行时可能出现（预计周期性出现或偶然出现）爆炸性气体、蒸汽或薄雾的区域。

（3）2 区。指正常运行时不出现，即使出现也只可能是短时间偶然出现爆炸性气体、蒸汽或薄雾的区域。

这里所述正常运行是指正常的开车、运转、停车，作为产品的危险性物料的取放过程，密闭容器的开闭，产品安全阀、排气阀等工作状态。正常运行时，所有设备运行参数均在其设计范围之内。

（4）非爆炸危险区域。凡符合下列条件之一者可划为非爆炸危险区域：

- 1) 没有释放源，且不可能有易燃物质侵入的区域。
- 2) 易燃物质可能出现的最大体积分数不超过爆炸下限

10%的区域。

3) 易燃物质可能出现的最大体积分数超过 10%，但其年出现小时不超过图 8.4-1 所示非爆炸危险区域限定范围。

4) 在生产过程中使用明火的设备附近，或使用表面温度超过该区域易燃物质引燃温度的炽热部件的设备附近。

5) 在生产装置外露天或敞开安装的输送爆炸危险物质的架空管道地带（阀门处必须按具体情况另行考虑）。

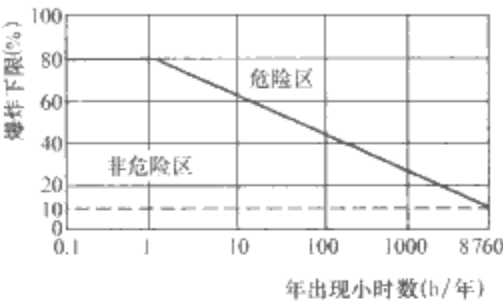


图 8.4-1 非爆炸危险区域的划分

3.2 释放源和通风条件的影响

危险物质释放源的特点是划分爆炸危险区域的基础。释放源分为：连续级释放源，即连续释放、长时间释放或短时间频繁释放；一级释放源，即正常运行时周期性释放或偶然释放；二级释放源，即正常运行时不释放或不经常且只能短时间释放，以及包含上述两种以上特征的多级释放源。

场所的通风情况是划分爆炸危险区域的重要因素。通风类型可以分为自然通风、一般机械通风和局部机械通风等三种类型。判断通风良好的标志是混合物中危险物质的浓度被稀释到爆炸下限的 1/4 以下。

划分危险区域时，应综合考虑释放源和通风条件，并应遵循以下原则：

(1) 对于自然通风和一般机械通风的场所，连续级释放源一般可使周围形成 0 区，一级释放源可使周围形成 1 区，二级释放源可使周围形成 1 区（包括局部通风）。可降低爆炸危险区域的范围和等级，甚至可将环境降低为非爆炸危险区域。如没有通风，应提高区域危险等级，一级释放源可能导致形成 1 区，二级释放源可能导致形成 2 区。但是，良好的通风可使爆炸危险区域的范围缩小或可忽略不计，或可使其等级降低，甚至划分为非爆炸危险区域。因此，释放源应尽量采用露天、开敞式布置，达到良好的自然通风以减低危险性和节约投资。相反，若通风不良或通风方向不当，可使爆炸危险区域范围扩大，或使危险等级提高。即使在只有一个级别释放源的情况下，不同的通风方式也可能把释放源周围的范围变成不同等级的区域。

(2) 局部通风在某些场合稀释爆炸性气体混合物比自然通风和一般机械通风更有效，因而可使爆炸危险区的区域范围缩小（有时可小到忽略不计），或使等级降低，甚至划分为非爆炸危险区域。

(3) 释放源处于无通风的环境时，可能提高爆炸危险区域的等级，连续级或一级释放源可能导致形成 0 区，二级释放源可能导致形成 1 区。

(4) 在障碍物、凹坑、死角等处，由于通风不良，局部地区的等级要提高，范围要扩大。另一方面，堤或墙等障碍物有时可能限制爆炸性混合物的扩散而缩小爆炸危险范围（应同时考虑到气体或蒸汽的密度）。

3.3 危险区域的范围

危险区域的范围大小受下列因素的影响：

- (1) 释放量。释放量大，其范围也增大。
- (2) 释放速度。当释放量恒定不变，释放速度增高到引起湍流的速度时，将其释放的易燃物质在空气中的浓度进一步稀释，其范围将缩小。
- (3) 混合物的浓度。易燃物质浓度增加，爆炸危险区域的范围可能扩大。
- (4) 爆炸下限。爆炸下限越低，爆炸危险区域的范围将越大。
- (5) 闪点。如果闪点高于易燃液体的最高温度，就不会形成爆炸性混合物。闪点越低，爆炸危险区域的范围将扩大。
- (6) 密度。气体或蒸汽密度大，爆炸危险区域的水平范围将增大。
- (7) 液体温度。若温度在闪点以上，所加工液体的温度上升，爆炸危险区域的范围扩大。
- (8) 通风量。通风量增加，爆炸危险区域的范围将缩小。
- (9) 通风障碍。如有阻碍通风的障碍，则危险范围扩大；如阻碍爆炸性混合物扩散，则危险范围可能缩小。

在进行爆炸危险区域的等级和范围划分时，应参照同类企业相似厂房的实际情况综合考虑，即使是同一种类的生产过程，由于厂房通风以及其他因素不同，也可能导致不同的危险等级和范围。

在建筑物内部，一般以室（房间）为单位划分爆炸危险区域；但根据生产的具体情况，当室内空间很大而释放源的释放量又很小时，可以不以室为单位划分。露天或半开敞的建筑物，应根据释放源的级别和通风情况划分。

考虑到爆炸性气体不同的密度和不同的通风条件，典型爆炸危险区域的划分如图 8.4-2～图 8.4-6 所示，图中未注明的释放源均为二级释放源。与爆炸危险环境相邻的环境，由于爆炸性混合物可能侵入，有时也应划为一定级别的危险环境。

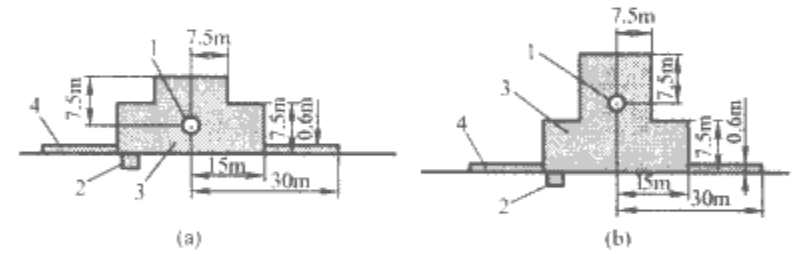


图 8.4-2 蒸气密度大于空气密度、通风良好的爆炸危险区域

(a) 释放源接近地面；(b) 释放源离开地面
1—二级释放源；2—1 区；3—2 区；4—附加 2 区

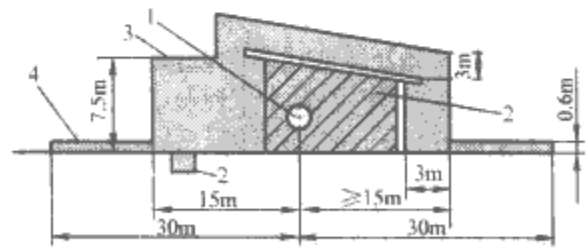


图 8.4-3 蒸气密度大于空气密度、通风不良的爆炸危险区域

1—二级释放源；2—1 区；3—2 区；4—附加 2 区

由于厂区位置或其他原因，不得不把配电室等安装和使用非防爆电气设备的房间布置在 1 区或 2 区时，如房间采用正压或连续稀释措施，则可降为非爆炸危险环境。

如相邻环境与爆炸危险环境相比有很大空间,其危险等级可根据具体情况划定。对于地下工程,相邻环境的危险等级应根据通风条件决定是否允许降低。

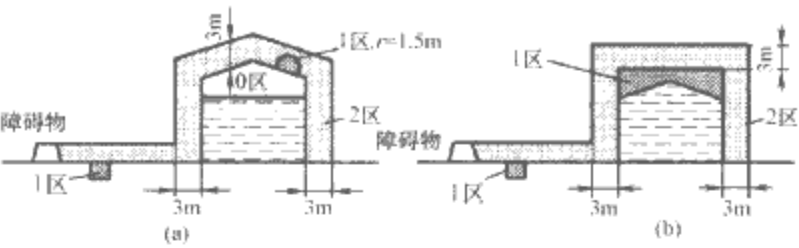


图 8.4-4 蒸气密度大于空气密度、户外贮罐的爆炸危险区域
(a) 固定式; (b) 浮顶式

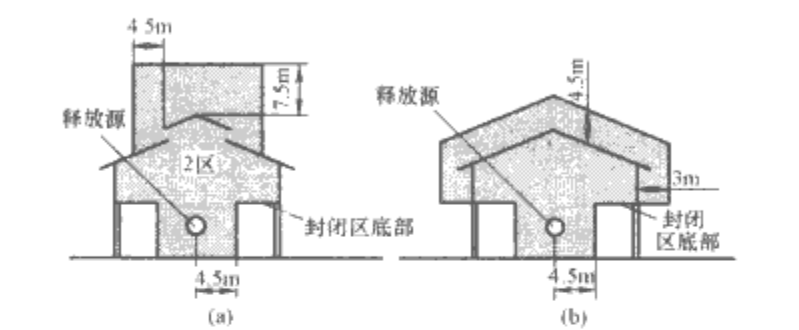


图 8.4-5 蒸气密度小于空气密度的压缩机房的爆炸危险区域
(a) 通风良好; (b) 通风不良

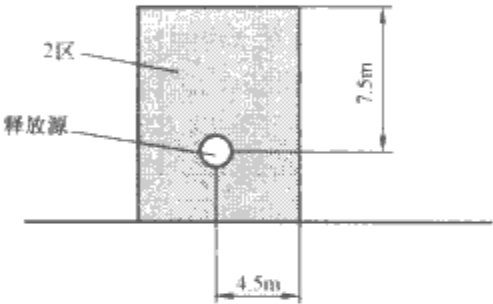


图 8.4-6 蒸气密度小于空气密度、通风良好的爆炸危险区域

3.3.1 粉尘、纤维爆炸危险环境

粉尘、纤维爆炸危险区域是指生产设备周围环境中,悬浮粉尘、纤维量足以引起爆炸以及在电气设备表面形成层积状粉尘、纤维而可能形成自燃或爆炸的环境。在 GB 4208—1984 标准中,根据爆炸性气体混合物出现的频繁程度和持续时间,将此类危险环境划为 10 区和 11 区:

(1) 10 区 (10 级危险区域)。指正常运行时连续或长时间或短时间频繁出现爆炸性粉尘、纤维的区域。

(2) 11 区 (11 级危险区域)。指正常运行时不出现爆炸性粉尘、纤维,仅在不正常运行时短时间偶然出现爆炸性粉尘、纤维的区域。划分粉尘、纤维爆炸危险环境的等级时,应考虑粉尘量的大小、爆炸极限的高低和通风条件。对于气流良好的开敞式或局部开敞式建筑物或露天装置区,在考虑爆炸极限等因素的具体情况后,可划分为低一级的危险区域。如装有足够除尘效果的除尘装置,且当该除尘装置停止运行时,爆炸性粉尘环境中的工艺机组能连锁停车,也可划分为低一级的危险区域。为粉尘爆炸危险环境服务的排风机室,应与被排风环境的危险等级相同。以下两种情况可划为非爆炸危险区域:

- (1) 向粉尘爆炸危险环境送风,且与粉尘爆炸危险环境有隔墙的送风机室,当其通向粉尘爆炸危险环境的风道设有能防止爆炸性粉尘侵入的安全装置,如单向流通风道或设有能阻火的安全装置。
- (2) 环境中使用爆炸危险物质的量不大,且在排风柜内

或风罩下进行操作。

划分悬浮粉尘的危险区域时,应考虑在环境中悬浮粉尘形成的条件、颗粒度、粉尘浓度、处理方法、粉尘从设备或管道中向外泄漏的情况、泄漏量的大小,以及粉尘使用量,作业空间大小,有无有效的换气装置、机械装置的故障及引起粉尘悬浮的可能性,机械装置的配置、隔离情况和操作条件等。

划分层积粉尘的危险区域时,应考虑自燃的可能性及每一单位时间内尘降堆积量的大小,机械装置的形状和配置,有无粉尘飞扬,通风是否良好,清扫次数和清扫难度等。应特别注意加热表面形成的层积粉尘,如果堆积层厚度大,在较低温度下也会自燃甚至爆炸。

划分邻近厂房的危险区域时,应根据粉尘或纤维扩散和沉积的具体情况划定其危险等级和范围。

对于非开敞危险环境,应以生产厂房为单位划分危险区域,划分方法如图 8.4-7 所示。

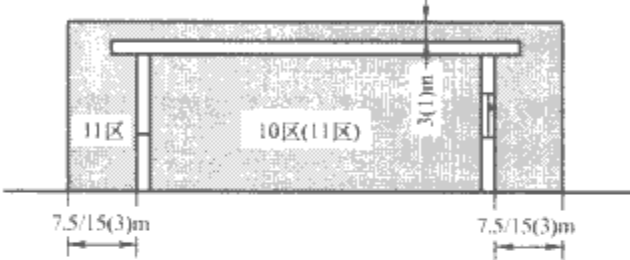


图 8.4-7 10 区、11 区爆炸危险区域划分

在图 8.4-7 中,厂房为 10 区时用括号外数字,厂房为 11 区时用括号内数字。在厂房为 10 区的情况,通风良好时用斜线左方的数字,通风不良时用斜线右方的数字。

对于开敞和半开敞环境,厂房边界以内划为 10 区的,开敞面以外水平距离 7.5m (通风不良时为 15m)、地面和屋面以上 3m 的空间应划为 11 区;厂房边界以内划为 11 区的,开敞面以外水平距离 3m、地面以上 3m、屋面以上 1m 的空间也应划为 11 区。

对于集中的露天装置,应以装置群体轮廓线外水平距离 3m、垂直距离 3m 的空间作为分区界限或 11 区界限;若其为 10 区,则其外水平距离 15m、垂直距离 3m 的空间划为 11 区。

3.3.2 火灾危险环境

火灾危险环境分为 21 区、22 区和 23 区,分别为有可燃液体、有可燃粉尘或纤维和有可燃固体存在的火灾危险环境。

4 防爆电气设备和防爆电气线路

4.1 防爆电气设备

4.1.1 防爆电气设备类型

按照使用环境,防爆电气设备分为煤矿井下用电气设备和工厂用电气设备。

按照防爆结构形式,防爆电气设备可以分为以下类型:

- (1) 隔爆型。这类设备是具有能承受内部的爆炸性混合物爆炸不致损坏外壳,而且内部爆炸不致通过外壳任何结合面或结构孔洞引起外部爆炸性混合物爆炸的电气设备。隔爆型电气设备的外壳用钢板、铸钢、铝合金、灰铸铁等材料制成。隔爆型电气设备可经隔爆型接线盒 (或插销座) 接线,亦可直接接线。连接处应有防止拉力损坏接线端子的设施,应有密封措施,连接装置的结合面应有足够的长度。隔爆型电气设备的紧固螺栓和螺母必须有防松装置,不透螺孔须留

有1.5倍防松垫圈厚度的余量；紧固螺栓不得穿透外壳，周围和底部余厚不得小于3mm。螺纹啮合不得少于6扣，啮合长度的要求是：容积为100cm³及其以下者不得小于5mm，容积为100m³以上者不得小于8mm。正常运行时产生电火花或电弧的电气设备须设有联锁装置，保证电源接通时不能打开壳、盖，而壳、盖打开时不能接通电源。

(2) 增安型。这类设备是在正常时不产生电火花、电弧或高温的设备上采取措施以提高安全程度的电气设备。增安型设备的绝缘带电部件的外壳防护不得低于IP44，裸露带电部件的外壳防护不得低于IP54。引入电缆或导线的连接件应保证与电缆或导线连接牢固、接线方便，同时还须防止电缆或导线松动、自行脱落、扭转，并能保持足够的接触压力。在正常工作条件下，连接件的接触压力不得因温度升高而降低，连接件不得带有可能损伤电缆或导线的棱角，正常紧固时不得产生永久变形和自行转动，不允许用绝缘材料部件传递接点压力。用于连接多股线的连接件须采取措施，防止导线松股；使用铜铝导线连接时，应采用铜铝过渡接头。

(3) 充油型。这类设备是将可能产生电火花、电弧或危险温度的带电零部件浸在绝缘油中，使之不能点燃油面上方爆炸性混合物的电气设备。充油型设备外壳上应有排气孔，孔内不得有杂物；油量必须足够，最低油面以下油面深度不得小于25mm，油面指示必须清晰，油质必须良好；油面温度T1~T4组不得超过100℃，T5组不得超过80℃，T6组不得超过70℃。充油型设备应当水平安装，其倾斜度不得超过5°；运动中不得移动，机械连接不得松动。直流开关设备不得制成充油型设备。

(4) 充砂型。这类设备是将细粒物料充入设备外壳内，令壳内出现的电弧、火焰、壳壁温度或粒料表面温度不能点燃壳外爆炸性混合物的电气设备。充砂型设备的外壳应有足够的机械强度，其防护不得低于IP44。细粒填充材料应填满外壳所有空隙，颗粒直径为0.25~1.6mm。填充时细粒材料含水量不得超过0.1%。

(5) 本质安全型。这类设备是正常状态下和故障状态下产生的火花或热效应均不能点燃爆炸性混合物的电气设备。本质安全型设备按安全程度分为ia级和ib级。前者是指在正常工作、发生一个故障及发生两个故障时不能点燃爆炸性混合物的电气设备，主要用于0区；后者是正常工作及发生一个故障时不能点燃爆炸性混合物的电气设备，主要用于1区。本质安全型设备导线的许用电流可参考表8.4-4所列数据。除特殊情况外，该型设备及其关联设备外壳防护等级不得低于IP20，煤矿井下采掘工作面的不得低于IP54。其外部连接可以采用接线端子与接线盒或采用插接件，接线端子之间、接线端子与外壳之间均应有足够的安全距离，插接件应当有防止拉脱的措施。

表 8.4-4 本质安全型设备导线的许用电流 (T1~T4 组)

| 导线截面 (mm ²) | 0.17 | 0.03 | 0.09 | 0.19 | 0.28 | 0.44 |
|-------------------------|------|------|------|------|------|------|
| 最大许用电流 (A) | 1.0 | 1.65 | 3.3 | 5.0 | 6.5 | 8.3 |

本质安全型电路应当有安全栅。安全栅由限流元件（如金属膜电阻、非线性组件等）、限压元件（如齐纳二极管）和特殊保护元件（如快速熔断器）组成的可靠性组件。电路中的半导体管应当双重化，配置冗余备份。

本质安全电路端子与非本质安全电路端子之间的距离不得小于50mm。本质安全电路的电源变压器的二次电路必须与一次电路之间保持良好的电气隔离。如一次绕组与

二次绕组相邻，其间应隔以绝缘板或采取其他防止混触的措施。

(6) 正压型。这类设备是向外壳内充入带正压的清洁空气、惰性空气或者连续通入清洁空气，以阻止爆炸性混合物进入外壳内的电气设备。正压型设备按充气结构分为通风、充气、气密等三种型式，保护气体可以是空气、氮气或其他非可燃性气体，其外壳防护不得低于IP44。这类设备的外壳内不得有影响安全的通风死角。正常时，其出风口气压或充气气压不得低于196Pa。当压力低于98Pa或压力最小处的压力低于49Pa时，自动装置必须发出报警信号或切断电源。这种设备应有联锁装置，保证运行前先通风、充气。运行前通风、送气的总量最少不得小于设备气体容积的5倍。运行前通风时间可按下式计算

$$t = \frac{K(V+V_p)}{Q} \quad (8.4-1)$$

式中：K为容积倍数，通常 $K \geq 5$ ；V为设备气体容积，m³；V_p为管道气体容积，m³；Q为气体流量，m³/s。

(7) 无火花型。这类设备是在防止产生危险温度、外壳防护、防冲击、防机械火花、防电缆事故等方面采取措施，以防止电火花、电弧或者危险温度的产生，以此来提高安全程度的电气设备。

(8) 特殊型。这类设备是以上各种类型以外的，或者由上述两种以上形式组合成的电气设备。

4.1.2 防爆电气设备标志

隔爆型设备用字母d标志，增安型设备用字母e标志，本质安全型设备用字母ia和ib标志，正压型设备用字母p标志，充油型设备用字母o标志，充砂型设备用字母q标志，无火花型设备用字母n标志，特殊型设备用字母s标志。

防爆型电气设备外壳的明显处必须设置清晰的永久性凸纹标志。设备外壳的明显处必须设置铭牌，并可靠固定，铭牌的右上方应有明显的“EX”标志。

完整的防爆标志依次标明防爆型式、类别、级别和组别。例如：dⅡBT3表示Ⅱ类B级T3组的隔爆型电气设备，iaⅡAT5表示Ⅱ类A级T5组的ia级本质安全型电气设备。如有一种以上复合防爆型式，应先标出主体防爆型式，然后标出其他防爆型式，如epⅡBT4，表示主体为增安型，并有正压型部件的防爆型电气设备。对于只允许用于某一种可燃性气体或蒸汽环境的电气设备，可直接用该气体或蒸汽的分子式或名称标志，而不必注明级别和组别，如dⅡ(NH₃)或dⅡ氨，表示用于氨气环境的隔爆型电气设备。对于Ⅱ类电气设备，可以标温度组别，也可以标最高表面温度，亦可二者都标出。例如，最高表面温度125℃的工厂，用增安型电气设备可标志为eⅡBT4，或eⅡB(125℃)，或eⅡB(125℃)T4。

4.1.3 爆炸危险环境中电气设备的选用

4.1.3.1 一般原则

选择电气设备前，应掌握所在爆炸危险环境的有关资料，包括环境等级和区域范围划分，以及所在环境内爆炸性混合物的级别、组别等有关资料。应根据电气设备使用环境的等级、电气设备的种类和使用条件选择电气设备。所选用的防爆电气设备的级别和组别不应低于该环境内爆炸性混合物的级别和组别。

当存在两种以上的爆炸性物质时，应按混合后的爆炸性混合物的级别和组别选用。如无据可查又不可能进行试验时，可按危险程度较高的级别和组别选用。爆炸危险环境内

的电气设备必须是符合现行国家标准并有国家检验部门防爆合格证的产品。

爆炸危险环境内的电气设备应能防止周围化学、机械、热和生物因素的危害，应与环境温度、空气湿度、海拔高度、日光辐射、风沙、地震等环境条件下的要求相适应，其结构应满足电气设备在规定的运行条件下不会降低防爆性能的要求。

矿井用防爆电气设备的最高表面温度，无煤粉沉积时不得超过 450℃，有煤粉沉积时不得超过 150℃。工厂气体、蒸汽爆炸危险环境用防爆电气设备的最高表面温度不得超过表 8.4-5 的规定。工厂粉尘、纤维爆炸危险环境用防爆电气设备的最高表面温度不得超过表 8.4-6 的规定。粉尘、纤维爆炸危险环境一般电气设备的最高表面温度不得超过 125℃，若沉积厚度在 5mm 以下时低于引燃温度 75℃，或不超过引燃温度的 2/3。

表 8.4-5 气体、蒸汽爆炸危险环境电气设备最高表面温度

| 组别 | T1 | T2 | T3 | T4 | T5 | T6 |
|-----------|-----|-----|-----|-----|-----|----|
| 最高表面温度（℃） | 450 | 300 | 200 | 135 | 100 | 85 |

表 8.4-6 粉尘、纤维爆炸危险环境电气设备最高表面温度

| 组别 | 电气设备表面或零部件温度极限值（℃） | | | |
|-----|--------------------|-------------------|-----------------------|------|
| | 无过载可能的设备 | | 有过载可能的设备 ^② | |
| | 极限温度 | 极限温升 ^① | 极限温度 | 极限温升 |
| T11 | 215 | 175 | 190 | 150 |
| T12 | 160 | 120 | 140 | 100 |
| T13 | 110 | 70 | 100 | 60 |

① 极限温升指环境温度 40℃时的温升。
② 有过载可能的设备指电动机和电力变压器。

在爆炸危险环境，应当尽量避免使用携带式设备和移动式设备，应当尽量避免安装和使用插座等接插件。

为了节省费用，应当尽量减少防爆电气设备的使用量。首先，应当优先考虑将危险的设备安装在危险环境之外；如果必须安装在危险环境之内的，也应当设置在危险相对较小的位置。

采用非防爆型设备隔墙进行机械传动时，隔墙必须是非燃烧材料的实体墙，穿轴孔洞应当封堵，安装电气设备的房间出口只能通向没有爆炸危险的环境；如果不能满足上述条件，则必须保持室内正压。

4.1.3.2 气体、蒸汽爆炸危险环境的电气设备选型

(1) 旋转电机。低压旋转电机防爆结构的选型见表 8.4-7。

表 8.4-7 旋转电机防爆结构选型

| 电气设备类别 | 爆炸危险环境与选型 | | | | | | |
|-----------|-----------|-----|-----|-----|-----|-----|------|
| | 1 区 | | | 2 区 | | | 无火花型 |
| | 隔爆型 | 正压型 | 增安型 | 隔爆型 | 正压型 | 增安型 | |
| 笼型感应电动机 | ○ | ○ | △ | ○ | ○ | ○ | ○ |
| 绕线转子感应电动机 | △ | △ | | ○ | ○ | ○ | × |
| 直流电动机 | △ | △ | | ○ | ○ | ○ | |

续表

| 电气设备类别 | 爆炸危险环境与选型 | | | | | | |
|--------------|-----------|-----|-----|-----|-----|-----|------|
| | 1 区 | | | 2 区 | | | 无火花型 |
| | 隔爆型 | 正压型 | 增安型 | 隔爆型 | 正压型 | 增安型 | |
| 电磁转差离合器（无电刷） | ○ | △ | × | ○ | ○ | ○ | △ |

注 ○表示适用，△表示尽量避免使用，×表示不适用，后同。

绕线转子感应电动机和同步电动机采用增安型时，其主体是增安型防爆结构，发生电火花的部分应当时隔爆型或正压型防爆结构。

无火花电动机选型只适用于具有比空气轻的介质的场所内，对于具有比空气重的介质通风不良的场所或者户内，应当谨慎。

(2) 低压控制电气设备。低压开关、控制器类设备的防爆结构选型见表 8.4-8。

表 8.4-8 低压开关和控制器类设备防爆结构选型

| 电气设备类别 | 爆炸危险环境与选型 | | | | | | | | | | |
|------------------|-----------|-------|-----|-----|-----|-----|-------|-----|-----|-----|-----|
| | 0 区 | 1 区 | | | | | 2 区 | | | | |
| | 本质安全型 | 本质安全型 | 隔爆型 | 正压型 | 充油型 | 增安型 | 本质安全型 | 隔爆型 | 正压型 | 充油型 | 增安型 |
| 开关、断路器 | | | ○ | | | | | ○ | | | |
| 熔断器 | | | △ | | | | | ○ | | | |
| 控制开关及按钮 | ○ | ○ | ○ | | ○ | | ○ | ○ | | ○ | |
| 电抗器起动器和 起动补偿器 | | | △ | | | | ○ | | | | ○ |
| 起动用金属电阻器 | | | △ | △ | | × | | ○ | ○ | | ○ |
| 电磁阀用电磁铁 | | | ○ | | | × | | ○ | | | ○ |
| 操作箱、柜 | | | ○ | ○ | | | | ○ | ○ | | |
| 配电盘 | | | △ | | | | | ○ | | | |

注 1. 电抗器启动器和启动补偿器采用增安型时，是指将隔爆结构的启动运转开关操作部件与增安型防爆结构的电抗线圈或单绕组变压器组成一体的结构。
2. 电磁摩擦制动器采用隔爆型时，是指将制动片、滚筒等机械部分也装入隔爆壳体内的结构。
3. 在 2 区内电气设备采用隔爆型时，是指除了隔爆型外，也包括主要火花部分为隔爆结构而外壳为增安型的混合结构。
4. 0 区安装的控制开关和按钮仅允许用 ia 级电气设备。

(3) 照明灯具。照明灯具类设备的防爆结构选型见表 8.4-9。

表 8.4-9 照明灯具类设备防爆结构选型

| 电气设备类别 | 爆炸危险环境与选型 | | | |
|--------|-----------|-----|-----|-----|
| | 1 区 | | 2 区 | |
| | 隔爆型 | 增安型 | 隔爆型 | 增安型 |
| 固定式灯 | ○ | × | ○ | ○ |
| 移动式灯 | △ | | ○ | |
| 携带式电池灯 | ○ | | ○ | |
| 指示灯类 | ○ | × | ○ | ○ |
| 镇流器 | ○ | △ | ○ | ○ |

(4) 信号及其他电气设备。信号及其他电气设备防爆结构选型见表 8.4-10。

表 8.4-10 信号及其他电气设备防爆结构选型

| 电气设备类别 | 爆炸危险环境与选型 | | | | | | | | |
|---------|-----------|-------|-----|-----|-----|-------|-----|-----|-----|
| | 0 区 | | 1 区 | | | 2 区 | | | |
| | 本质安全型 | 本质安全型 | 隔爆型 | 正压型 | 增安型 | 本质安全型 | 隔爆型 | 正压型 | 增安型 |
| 信号、报警装置 | ○ | ○ | ○ | ○ | × | ○ | ○ | ○ | ○ |
| 插接装置 | | | ○ | | | | ○ | | |
| 电气测量表计 | | | ○ | ○ | × | | ○ | ○ | ○ |

注 0 区信号、报警装置仅允许使用 in 级电气设备。

4.1.3.3 粉尘、纤维爆炸危险环境的电气设备的选型

粉尘、纤维爆炸危险环境电气设备的选型见表 8.4-11。

表 8.4-11 粉尘、纤维爆炸危险环境电气设备防爆结构选型

| 电气设备类别 | 爆炸危险环境与选型 | | | | | | |
|--------|-----------|-----|-----|------|-----|------|------|
| | 10 区 | | | 11 区 | | | |
| | 尘密型 | 正压型 | 充油型 | 尘密型 | 正压型 | IP65 | IP54 |
| 变压器 | ○ | ○ | | ○ | | | |
| 配电装置 | ○ | ○ | | | | | |
| 电动机 | 笼式 | ○ | | | | | ○ |
| | 带电刷 | | | | ○ | | |
| 电器和仪表 | 固定安装 | ○ | ○ | | | ○ | |
| | 移动式 | ○ | ○ | | | ○ | |
| | 携带式 | ○ | | | | ○ | |
| 照明器具 | ○ | | | ○ | | | |

4.1.3.4 火灾危险环境电气设备选型

火灾危险环境电气设备的选型见表 8.4-12。

表 8.4-12 火灾危险环境电气设备的选型

| 电气设备类别 | | 火灾危险环境与选型 | | |
|-----------|---------|---------------|------|------|
| | | 21 区 | 22 区 | 23 区 |
| 电机 | 固定安装 | IP44 | IP54 | IP21 |
| | 移动式和携带式 | IP54 | | IP54 |
| 电器和 仪表 | 固定安装 | 充油型、IP54、IP44 | IP65 | IP22 |
| | 移动式和携带式 | | | IP44 |
| 照明 灯具 | 固定安装 | 保护型 | 防尘型 | 开启型 |
| | 移动式和携带式 | 防尘型 | | 保护型 |
| 配电装置 | | 防尘型 | | 保护型 |
| 接线盒 | | | | |

注 1. 在 21 区内安装的 IP44 型电机正常运行时有火花的部分（如滑环）应装在全封闭的罩子内。在 21 区内固定安装的电器和仪表，在正常运行有火花时，不宜采用 IP44。
2. 在 23 区内固定安装的正常运行时有火花的电机（如滑环电机）不应采用 IP21 型，而应采用 IP44。
3. 移动式和携带式照明灯具的玻璃罩应有金属网保护。
4. 表中防护等级的标志见国家标准 GB 4208—84《外壳防护等级》。

在选用电动机等电气设备时，还应当注意到，在潮湿环境应选用耐湿绝缘的防滴式电动机，水土飞扬的环境应选用

防溅式电动机，多尘环境应选用封闭式电动机，有腐蚀性气体或蒸汽的环境应选用耐蚀绝缘的封闭式电动机。

4.2 防爆电气线路

在爆炸危险环境中，电气线路安装位置、敷设方式、导体材质、连接方法等的选择均应根据环境的危险等级进行。

4.2.1 气体、蒸汽爆炸危险环境的电气线路

4.2.1.1 电气线路位置的选择

在爆炸危险性较小或距离释放源较远的位置，应当考虑敷设电气线路。例如，当爆炸危险气体或蒸汽比空气重时，电气线路应在高处敷设，电缆则直接埋地敷设或电缆沟充砂敷设；当爆炸危险气体或蒸汽比空气轻时，电气线路宜敷设在低处，电缆则采取电缆沟敷设。

电气线路宜沿有爆炸危险的建筑物的外墙敷设。当电气线路沿输送易燃气体或易燃液体的管道栈桥敷设时，应尽量沿危险程度较低的管道一侧敷设。当易燃气体或蒸汽比空气重时，电气线路应在管道上方；当易燃气体或蒸汽比空气轻时，电气线路应在管道下方。

电气线路应避免可能受到机械损伤、振动、污染、腐蚀及受热的地方，否则，应采取防护措施。

10kV 及其以下的架空线路不得跨越爆炸危险环境；当架空线路与爆炸危险环境邻近时，其间距离不得小于杆塔高度的 1.5 倍。

4.2.1.2 线路敷设方式的选择

在爆炸危险环境中，电气线路主要有防爆钢管配线和电缆配线，其敷设方式及适用范围见表 8.4-13。爆炸危险环境不得明敷绝缘导体。

表 8.4-13 气体、蒸汽爆炸危险环境的配线方式

| 配线种类 | 配线方式 | 爆炸危险环境与适用范围 | |
|--------|---------|-------------|-----|
| | | 1 区 | 2 区 |
| 防爆钢管配线 | 明设 | ○ | ○ |
| | 暗设 | △ | △ |
| 电缆 | 直接埋设 | △ | ○ |
| | 电缆沟（充沙） | △ | ○ |
| | 电缆隧道 | △ | △ |
| | 电缆桥架① | ○ | ○ |

①应当注意灭火。

固定敷设的电力电缆应采用铠装电缆。固定敷设的照明、通信、信号和控制电缆可采用铠装电缆和塑料护套电缆。非固定敷设的电缆应采用非燃性橡胶护套电缆。煤矿井下高压电缆宜采用铠装、不滴流式电缆。

不同用途的电缆应分开敷设。钢管配线应使用专用镀锌钢管或使用处理过内壁毛刺且做过内、外壁防腐处理的水管或煤气管。

两段钢管之间、钢管与钢管附件之间、钢管与电气设备之间应用螺纹连接，螺纹啮合不少于 6 扣，并应采取防松和防腐蚀措施。

钢管与电气设备直接连接有困难处，以及管路通过建筑物的伸缩缝、沉降缝处应装挠性连接管。

4.2.1.3 隔离密封

敷设电气线路的沟道以及保护管、电缆或钢管在穿过爆炸危险环境等级不同的区域之间的隔墙或楼板时，应用非燃性材料严密堵塞。

隔离密封盒的位置应尽量靠近隔墙，墙与隔离密封盒之间不允许有管接头、接线盒或其他任何连接件。

隔离密封盒的防爆等级应与爆炸危险环境的等级相适应。隔离密封盒不应作为导线的连接或分线用。在可能引起凝结水的地方，应选用排水型隔离密封盒。钢管配线的隔离密封盒应采用粉剂密封填料。

电缆配线的保护管管口与电缆之间应使用密封胶泥进行密封。在两级区域交界处的电缆沟内应采取充砂、填阻火材料或加设防火隔墙。

4.2.1.4 导线材料选择

由于铝导体的机械强度差，易于折断，需要过渡连接而加大接线盒，且连接技术难以保证，铝芯导线和铝芯电缆的安全性能较差，如有条件，爆炸危险环境应优先采用铜线。

爆炸危险环境危险等级 2 区的范围内，当配电线路的导线连接以及电缆的封端采用压接、熔焊或钎焊时，电力线路也采用截面积 4.0mm² 及以上的铝芯导线或电缆，照明线路可采用截面积 2.5mm² 及其以上的铝芯导线或电缆。

爆炸危险环境危险等级 1 区的范围内，配电线路应选用铜芯导线或电缆。

在有剧烈振动处应选用多股铜芯软线或多股铜芯电缆。煤矿井下不得采用铝芯电力电缆。爆炸危险环境内的配线，一般采用交联聚乙烯、聚乙烯、聚氯乙烯或合成橡胶绝缘的、有护套的电线或电缆。爆炸危险环境宜采用有耐热、阻燃、耐腐蚀绝缘的电线或电缆，不宜采用油浸纸绝缘电缆。

在爆炸危险环境，低压电力、照明线路所用电线和电缆的额定电压不得低于工作电压，并不得低于 500V。工作零线应与相线有同样的绝缘能力，并应在同一护套内。

选用电气线路时，还应当注意到：干燥无尘的场所可采用一般绝缘导线；潮湿、特别潮湿或多尘的场所应采用有保护的绝缘导线（如铅皮导线）或一般绝缘导线穿管敷设；高温场所应采用有瓷管、石棉、瓷珠等耐热绝缘的耐热线；有腐蚀性气体或蒸汽的场所可采用铅皮线或耐腐蚀的穿管线。

4.2.1.5 允许载流量

为避免可能的危险温度，爆炸危险环境的允许载流量不应高于非爆炸危险环境的允许载流量。1 区、2 区绝缘导线截面和电缆截面的选择，导体允许载流量不应小于熔断器熔体额定电流和断路器长延时过电流脱扣器整定电流的 1.25 倍。引向低压笼型感应电动机支线的允许载流量不应小于电动机额定电流的 1.25 倍。

线路电压 1000V 以上的导线和电缆应按短路电流进行热稳定校验。电缆的最小截面应符合下式要求

$$S_{min} \geq \frac{I_{\infty}}{C} \sqrt{t_i} \tag{8.4-2}$$

式中：S_{min}为铁心最小截面积，mm²；I_∞为短路电流稳定值，A；C为与材料有关的系数，铜芯电缆取 163，铜导体取 175，铝导体取 92；t_i为通过短路电流的假想时间，s。

4.2.1.6 电气线路的连接

1 区和 2 区的电气线路不允许有中间接头，但若电气线路的连接是在与该危险环境相适应的防护类型的接线盒或接头盒附近的内部，则不属于此种情况。1 区宜采用隔爆型接线盒，2 区可采用增安型接线盒。

2 区的电气线路若选用铝芯电缆或导线与铜线连接时，必须有可靠的用铜铝过渡接头。导线的连接或封端应采用压接、熔焊或钎焊，而不允许使用简单的机械绑扎或螺旋缠绕的连接方式。

电气线路与电气设备引入装置之间的连接方式按表

8.4-14 选定。

表 8.4-14 电气线路与电气设备引入装置之间的连接方式

| 引入形式 | | 钢管配 | 橡胶、塑料 | 铅包电缆 | 铠装电缆 | 移动式 |
|---------------|------|-----|-------|------|------|-----|
| 引入装置 | 密封方式 | 线工程 | 护套电缆 | | | 电缆 |
| 压盘式、 压紧螺母式 | 密封圈式 | ○ | ○ | ○ | ○ | ○ |
| 压盘式 | 浇封式 | | ○ | ○ | ○ | |

注 1. 浇封式引入装置为有效放置电缆头空腔的装置。
2. 移动式电缆须采用有喇叭口的引入装置。
3. 除移动式电缆盒铠装电缆以外，引入口均须用带螺纹的保护钢管与引入装置的螺母相连接。

气体、蒸汽爆炸危险环境配线技术要求见表 8.4-15 和表 8.4-16。

表 8.4-15 气体、蒸汽爆炸危险环境电缆配线技术要求

| 爆炸 危险 环境 | 电缆明设或在沟内敷设时的最小截面 | | | 接线盒 | 移动式 电缆 |
|----------------|---|--|---------------------------|---------------------|-----------|
| | 电力电缆 | 照明电缆 | 控制电缆 | | |
| 1 区 | 铠装、铜芯 2.5mm² 及其 以上 | 铠装、铜芯 2.5mm² 及其 以上 | 铠装、铜芯 2.5mm² 及其 以上 | 隔爆型 | 重型 |
| 2 区 | 铠装、铜芯 1.5mm² 及其以 上；铠装、铝芯 4mm² 及其以上 | 非铠装、铜芯 1.5mm² 及其以 上；铠装、铝芯 2.5mm² 及其 以上 | 非铠装、铜芯 1.5mm² 及其 以上 | 隔爆型、 增安型、 防尘型 | 中型 |

注 1. 2 区的明设塑料护套电缆，当其敷设方式采用能防止机械操作的电缆槽板、托盘或槽盒方式时，可采用非铠装电缆。
2. 可燃气体或蒸汽比空气轻而且不会受鼠、虫损害时，在 2 区电缆沟内敷设的电缆可采用非铠装电缆。
3. 铝芯绝缘导线或电缆的连接与封端应采用压接、熔焊或钎焊；当与电气设备（照明灯具除外）连接时，应采用适当的过渡接头。
4. 电缆线路不应有中间接头。

表 8.4-16 气体、蒸汽爆炸危险环境钢管配线技术要求

| 爆炸 危险 环境 | 钢管明配线路用绝缘导线的最小截面积 | | | 接线盒和 分支盒 | 管子连接要求 |
|----------------|---|---|-----------------------|---------------------|--|
| | 电力电缆 | 照明电缆 | 控制电缆 | | |
| 1 区 | 铜芯 2.5mm² 及其 以上 | 铜芯 2.5mm² 及其 以上 | 铜 芯 2.5mm² 及其以上 | 隔爆型 | 直径 25mm 以下的钢管，螺纹啮合不少于 5 扣，并有锁紧螺母；直径 32mm 及以上者不少于 6 扣 |
| 2 区 | 铜芯 1.5mm² 及其 以上；铠装、 铝芯 4mm² 及其 以上 | 铜芯 1.5mm² 及其 以上；铠装、 铝芯 2.5mm² 及其 以上 | 铜芯 1.5mm² 及其 以上 | 隔爆型、 增安型、 防尘型 | 直径 25mm 以下的螺纹啮合不少于 5 扣，对直径 32mm 及以下者不少于 6 扣 |

注 1. 钢管应当采用 GB 3901—82 规定的低压流体输送用镀锌焊接钢管。
2. 为了防腐蚀，钢管连接的螺纹部分应涂以铅油或磷化膏。
3. 在可能凝结冷凝水的场所，管线上应当装设除冷凝水的密封接头。
4. 防尘型盒类宜用于 2 区危险性较小处。

4.2.2 粉尘、纤维爆炸危险环境的电气线路

粉尘、纤维爆炸危险环境的电气线路的技术要求与相应等级的气体、蒸汽爆炸危险环境电气线路要求基本一致，即 10 区、11 区的电气线路可分别按 1 区、2 区考虑。粉尘、纤维爆炸危险环境的电气线路的敷设方式以及适用范围见表 8.4-17。

表 8.4-17 粉尘、纤维爆炸危险环境电气线路选型

| 配线方式 | | 区域危险等级 | |
|----------------|------|--------|------|
| | | 10 区 | 11 区 |
| 本质安全型电气设备的配线工程 | | ○ | ○ |
| 低压镀锌钢管配线工程 | | × | ○ |
| 电缆工程 | 低压电缆 | × | ○ |
| | 高压电缆 | × | |

注 1. 在 11 区内电缆明设时可采用非铠装电缆，敷设方式应能防止机械损伤。
2. 在封闭电缆沟内，可采用非铠装电缆。
3. 铝芯绝缘导线或电缆的连接与封端应采用压接。

粉尘、纤维爆炸危险环境配线技术要求见表 8.4-18 和表 8.4-19。

表 8.4-18 粉尘、纤维爆炸危险环境电缆配线技术要求

| 爆炸危险环境 | 电缆最小截面积 | 接线盒 | 移动电缆 |
|--------|--|------------|------|
| 10 区 | 铠装、铜芯 2.5mm ² 及其以上 | 隔爆型 | 重型 |
| 11 区 | 铠装、铜芯 1.5mm ² 及其以上 铠装、铝芯 2.5mm ² 及其以上 | 隔爆型，也可用防尘型 | 中型 |

注 1. 在 11 区内电缆明设时可采用非铠装电缆，敷设方式应能防止机械损伤。
2. 在封闭电缆沟内，可采用非铠装电缆。
3. 铝芯绝缘导线或电缆的连接与封端应采用压接。

表 8.4-19 粉尘、纤维爆炸危险环境钢管配线技术要求

| 爆炸危险环境 | 绝缘导线最小截面积 | 接线盒 | 管子连接要求 |
|--------|--|-----------------|-----------------|
| 10 区 | 铜芯 2.5mm ² 及其以上 | 隔爆型 | 螺纹啮合 不少于 6 扣 |
| 11 区 | 铜芯 1.5mm ² 及其以上 铝芯 2.5mm ² 及其以上 | 任意一种防爆类型，也可用防尘型 | |

注 1. 钢管应当采用 GB 3091—1993 规定的低压流体输送用镀锌焊接钢管。
2. 为了防腐蚀，钢管连接的螺纹部分应涂以铅油或磷化膏。
3. 在可能凝结冷凝水的场所，管线上应当装设除冷凝水的密封接头。

4.2.3 火灾危险环境的电气线路

火灾危险环境的电气线路应避开可燃物。10kV 及其以下的架空线路不得跨越爆炸危险环境，邻近时其间距不得小于杆塔高度的 1.5 倍。火灾危险环境电气线路选型见表 8.4-20。

表 8.4-20 火灾危险环境的电气线路

| 配线方式 | 21 区 | 22 区 | 23 区 |
|-------------------|------|------|------|
| 非铠装电缆 | ○ | ○ | ○ |
| 明设钢管配线 | ○ | ○ | ○ |
| 非燃性护套绝缘导线 | ○ | ○ | ○ |
| 明设硬塑料管配线 | ○ | ○ | ○ |
| 瓷绝缘子明设绝缘导线（远离可燃物） | ○ | ○ | ○ |
| 起重机滑触线 | × | × | ○ |

当绝缘导线采用针式或鼓形绝缘子敷设时，应当注意远离可燃物质，不得在未抹灰的木质吊顶和木质墙壁等处敷设，不得在木质闷顶内以及可燃液体管线栈桥上敷设。

在火灾危险环境，移动式 and 携带式电气设备应当采用移动式电缆。

在火灾危险环境内，必须采用裸铝、裸铜母线时，应符合下列要求：

- (1) 不需拆卸检修的母线连接处，应采用熔焊或钎焊。
- (2) 螺栓连接（例如母线与电气设备的连接）应可靠，并应防止自动松脱。
- (3) 在 21 区和 23 区，母线宜装设金属网保护罩，其孔眼直径应能防止直径大于 12mm 的固体异物进入壳内；在 22 区应有防护外罩。
- (4) 在露天安装时，应有防雨、雪措施。

火灾危险环境可采用铝导线，当采用铝芯绝缘导线时，应有可靠的连接和封端。火灾危险环境电力、照明线路和电缆的额定电压不应低于网络的额定电压，且不低于 500V。

5 电气防火防爆技术

电气防火、防爆措施是综合性的措施。其他防火、防爆措施对于防止电气火灾和爆炸也是有效的。

5.1 消除或减少爆炸性混合物

消除或减少爆炸性混合物属一般性防火防爆措施。例如，采取封闭式作业，防止爆炸性混合物泄漏；清理现场积尘，防止爆炸性混合物积累；设计正压室，防止爆炸性混合物侵入；采取开式作业或通风措施，稀释爆炸性混合物；在危险空间充填惰性气体或不活泼气体，防止形成爆炸性混合物；安装报警装置，当混合物中危险物品的浓度达到其爆炸下限的 10% 时报警等。

在爆炸危险环境，如有良好的通风装置，能降低爆炸性混合物的浓度，从而降低环境的危险等级。

蓄电池可能有氢气排出，应有良好的通风。变压器室一般采用自然通风，若采用机械通风时，其送风系统不应与爆炸危险环境的送风系统相连，且供给的空气不应含有爆炸性混合物或其他有害物质。几间变压器室共用一套送风系统时，每个送风支管上应装防火阀，其排风系统应独立装设。排风口不应设在窗口的正下方。

通风系统应用非燃烧性材料制作，结构应坚固，连接应紧密。通风系统内不应有阻碍气流的死角。电气设备应与通风系统联锁，运行前必须先通风，通过的气流量不小于该系统容积的 5 倍时才能接通电气设备的电源；进入电气设备和通风系统内的气体不应含有爆炸危险物质或其他有害物质。在运行中，通风系统内的正压应不低于 266.64 Pa，当低于 133.32 Pa 时，就自动断开电气设备的主电源或发出信号。通风系统排出的废气一般不应排入爆炸危险环境。对于闭路通风的防爆通风型电气设备及其通风系统，应供给清洁气体以补充漏损，保持系统内的正压。电气设备外壳及其通风、充气系统内的门或盖子上应有警告标志或联锁装置，防止运行中错误打开。爆炸危险环境内的事故排风用电动机的控制设备应设在事故情况下便于操作的地方。

5.2 隔离和间距

隔离是将电气设备分室安装，并在隔墙上采取封堵措施，以防止爆炸性混合物进入。电动机隔墙传动时，应在轴与轴孔之间采取适当的密封措施；将工作时产生火花的开关

设备装于危险环境范围以外(如墙外);采用室外灯具通过玻璃窗给室内照明等都属于隔离措施。将普通拉线开关浸泡在绝缘油内运行,并使油面有一定高度,保持油的清洁;将普通日光灯装入高强度玻璃管内,并用橡皮塞严密堵塞两端等都属于简单的隔离措施,后者只用作临时性或爆炸危险性不大的环境的安全措施。

户内电压为10kV以上、总油量为60kg以下的充油设备,可安装在两侧有隔板的间隔内;总油量为60~600kg的,应安装在有防爆隔墙的间隔内;总油量为600kg以上的,应安装在单独的防爆间隔内。

10kV及其以下的变、配电室不得设在爆炸危险环境的正上方或正下方,变电室与各级爆炸危险环境毗连,以及配电室与1区或10区爆炸危险环境毗连时,最多只能有两面相连的墙与危险环境共用。配电室与2区或11区爆炸危险环境毗连时,最多只能有三面相连的墙与危险环境共用。10kV及其以下的变、配电室也不宜设在火灾危险环境的正上方或正下方,可以与火灾危险环境隔墙毗连。配电室允许通过走廊或套间与火灾危险环境相通,但走廊或套间应由非燃性材料制成;而且除23区火灾危险环境外,门应有自动关闭装置。1000V以下的配电室可以通过难燃材料制成的门与2区爆炸危险环境和火灾危险环境相通。

变、配电室与爆炸危险环境或火灾危险环境毗连时,隔墙应用非燃性材料制成。与1区和10区环境共用的隔墙上,不应有任何管子、沟道穿过;与2区或11区环境共用的隔墙上,只允许穿过与变、配电室有关的管子和沟道,孔洞、沟道应用非燃性材料严密堵塞。

毗连变、配电室的门及窗应向外开,并通向无爆炸或火灾危险的环境。

变、配电站是工业企业的动力枢纽,电气设备较多,而且有些设备工作时产生火花和较高温度,其防火、防爆要求比较严格。室外变、配电站与建筑物、堆场、储罐应保持规定的防火间距,且变压器油量越大,建筑物耐火等级越低及危险物品储量越大的,所要求的间距也越大,必要时可加防火墙。还应当注意,露天变、配电装置不应设置在易于沉积可燃粉尘或可燃纤维的地方。

为了防止电火花或危险温度引起火灾,开关、插销、熔断器、电热器具、照明器具、电焊设备和电动机等均应根据需要,适当避开易燃物或易燃建筑构件。起重机滑触线的下方不应堆放易燃物品。

10kV及其以下架空线路,严禁跨越火灾和爆炸危险环境;当线路与火灾和爆炸危险环境接近时,其间水平距离一般不应小于杆柱高度的1.5倍;在特殊情况下,采取有效措施后允许适当减小距离。

5.3 消除引燃源

为了防止出现电气引燃源,应根据爆炸危险环境的特征和危险物的级别和组别选用电气设备和电气线路,并保持电气设备和电气线路安全运行。安全运行包括电流、电压、温升和温度等参数不超过允许范围,还包括绝缘良好、连接和接触良好、整体完好无损、清洁、标志清晰等。

保持设备清洁有利于防火。设备脏污或灰尘堆积既降低设备的绝缘又妨碍通风和冷却,特别是正常工作时有火花产生的电气设备,很可能由于污垢过多而引起火灾。因此,从防火角度,也要求定期或经常地清扫电气设备,以保持清洁。

在爆炸危险环境,应尽量少用携带式电气设备,少装插

销座和局部照明灯。为了避免产生火花,在爆炸危险环境更换灯泡应停电操作。基于同样理由,在爆炸危险环境内一般不应进行测量操作。

5.4 爆炸危险环境接地和接零

爆炸危险环境的接地、接零比一般环境要求高。

5.4.1 接地、接零实施范围

除生产上有特殊要求的以外,一般环境不要求接地(或接零)的部分仍应接地(或接零)。例如,在不良导电地面处,交流380V及其以下、直流440V及其以下的电气设备正常时不带电的金属外壳,交流127V及其以下、直流110V及其以下的电气设备正常时不带电的金属外壳,还有安装在已接地金属结构上的电气设备,以及敷设有金属包皮且两端已接地的电缆用的金属构架均应接地(或接零)。

5.4.2 整体性连接

在爆炸危险环境,必须将所有设备的金属部分、金属管道,以及建筑物的金属结构全部接地(或接零)并连接成连续整体,以保持电流途径不中断。接地(或接零)干线宜在爆炸危险环境的不同方向且不少于两处与接地体相连,连接要牢固,以提高可靠性。

5.4.3 接地、接零实施范围

单相设备的工作零线应与保护零线分开,相线和工作零线均应装有短路保护元件,并装设双极开关同时操作相线和工作零线。1区和10区的所有电气设备和2区除照明灯具以外,其他电气设备应使用专门接地(或接零)线,而金属管线、电缆的金属包皮等只能作为辅助接地(或接零)。除输送爆炸危险物质的管道以外,2区的照明器具和20区的所有电气设备允许利用连接可靠的金属管线或金属桁架作为接地(或接零)线。保护导线的最小截面,铜导体不得小于 4mm^2 ,钢导体不得小于 6mm^2 。

5.4.4 保护方式

在不接地配电网中,必须装设单相接地时或严重漏电时能自动切断电源的保护装置或能发出声、光双重信号的报警装置。在变压器中性点直接接地的配电网中,为了提高可靠性,缩短短路故障持续时间,系统单相短路电流应当大一些。其最小单相短路电流不得小于该段线路熔断器额定电流的5倍或低压断路器瞬时(或短延时)动作电流脱扣器整定电流的1.5倍。

5.4.5 消防供电

为了保证消防设备不间断供电,应考虑建筑物的性质、火灾危险性、疏散和火灾扑救难度等因素。高度超过24m的医院、百货楼、展览楼、财政金融楼、电信楼、省级邮政楼和高度超过50m的可燃物品厂房、库房,以及超过4000个座位的体育馆,超过2500个座位的会堂等大型公共建筑,其消防设备(如消防控制室、消防水泵、消防电梯、消防排烟设备、火灾报警装置、火灾事故照明、疏散指示标志和电动防火门窗、卷帘、阀门等)均应采用一级负荷供电。

户外消防用水量大于 $0.03\text{m}^3/\text{s}$ 的工厂、仓库或户外消防用水量大于 $0.035\text{m}^3/\text{s}$ 的易燃材料堆物、油罐或油罐区、可燃气体储罐或储罐区,以及室外消防用水量大于 $0.025\text{m}^3/\text{s}$ 的公共建筑物,应采用6kV以上专线供电,并应有两回线路。超过1500个座位的影剧院,户外消防用水量大于 $0.03\text{m}^3/\text{s}$ 的工厂、仓库等,宜采用由终端变电所两台不同变压器供电,且应有两回线路,最末一级配电箱处应自动切换。

对某些电厂、仓库、民用建筑、储罐和堆物,如仅有消

防水泵,而采用双电源或双回路供电确有困难,可采用内燃机作为带动消防水泵的动力。

鉴于消防水泵、消防电梯、火灾事故照明、防烟、排烟等消防用电设备在火灾时必须确保运行,而平时使用的工作电源发生火灾时又必须停电,从保障安全和方便使用出发,消防用电设备配电线路应设置单独的供电回路,即要求消防用电设备配电线路与其他动力、照明线路(从低压配电室至最末一级配电箱)分开单独设置,以保证消防设备用电。为避免在紧急情况下操作失误,消防配电设备应有明显标志。

为了便于安全疏散和火灾扑救,在有众多人员聚集的大厅及疏散出口处、高层建筑的疏散走道和出口处、建筑物内封闭楼梯间、防烟楼梯间及其前室,以及消防控制室、消防水泵房等处应设置事故照明。

5.4.6 电气灭火

火灾发生后,电气设备和电气线路可能是带电的,如不注意可能引起触电事故。根据现场条件,可以断电的应断电灭火,无法断电的则带电灭火。电力变压器、多油断路器等电气设备充有大量的油,着火后可能发生喷油甚至爆炸事故,造成火焰蔓延,扩大火灾范围,这是必须加以注意的。

5.4.6.1 触电危险和断电

电气设备或电气线路发生火灾,如果没有及时切断电源,扑救人员身体或所持器械可能接触带电部分而造成触电事故。使用导电的火灾剂,如水枪射出的直流水柱、泡沫灭火器射出的泡沫等射至带电部分,也可能造成触电事故。火灾发生后,电气设备可能因绝缘损坏而发生碰壳短路;电气线路可能因电线断落而接地短路,使正常时不带电的金属构架、地面等部位带电,也可能导致接触电压或跨步电压触电危险。

因此,发现起火后,首先要设法切断电源。切断电源应注意以下几点:

(1) 火灾发生后,由于受潮和烟熏,开关设备绝缘能力降低,因此,拉闸时最好用绝缘工具操作。

(2) 高压应先操作断路器而不应该先操作隔离开关切断电源,低压应先操作电磁启动器而不应该先操作刀开关切断电源,以免引起弧光短路。

(3) 切断电源的地点要选择适当,防止切断电源后影响灭火工作。

(4) 剪断电线时,非同相的电线应在不同的部位剪断,以免造成短路。剪断空中的电线时,剪断位置应选择在电源

方向的支持物附近,以防止电线剪后断落下来造成接地短路和触电事故。

5.4.6.2 带电灭火安全要求

有时为了争取灭火时间,防止火灾扩大,来不及断电;或因灭火、生产等需要,不能断电,则需要带电灭火。带电灭火必须注意以下几点:

(1) 应按现场特点选择适当的灭火器。二氧化碳、干粉、四氯化碳、二氟一氯一溴甲烷(1211)灭火剂都是不导电的,对应的灭火器可用于带电灭火。泡沫灭火器的灭火剂(水溶液)有一定的导电性,而且对电气设备的绝缘有影响,不宜用于带电灭火。

(2) 用水枪灭火时宜采用喷雾水枪,这种水枪流过水柱的泄漏电流小,带电灭火比较安全。用普通直流水枪灭火时,为防止通过水柱的泄漏电流通过人体,可以将水枪喷嘴接地(即将水枪接入埋地接地体,或接向地面网络接地板,或接向粗铜线网络鞋套),也可以让灭火人员穿戴绝缘手套、绝缘靴或穿戴均压服操作。

(3) 人体与带电体之间保持必要的安全距离。

1) 用水灭火时,水枪喷嘴至带电体的距离:电压为10kV及其以下者应不小于3m,电压为220kV及其以上者不应小于5m。

2) 用二氧化碳等有不导电灭火剂的灭火器灭火时,机体、喷嘴至带电体的最小距离:电压为10kV者应不小于0.4m,电压为35kV者应不小于0.6m。

(4) 对架空线路等空中设备进行灭火时,人体位置与带电体之间的仰角不应超过 45° ,防止导线烧断落下危及人员安全。

(5) 如果导线断落,应当划出警戒区。

5.4.6.3 充油电气设备的灭火

充油电气设备中油的闪点多在 $130\sim 140^{\circ}\text{C}$ 之间,有较大的危险性。如果只在该设备外部起火,可用二氧化碳、干粉灭火器带电灭火。如火势较大,应切断电源,并可用水灭火。如油箱被破坏,喷油燃烧,火势很大时,除切断电源外,有事故储油坑的应设法将油放进储油坑,坑内和地面上的油火可用泡沫扑灭。要防止燃烧着的油流入电缆沟而顺沟蔓延,电缆沟内的油火只能用泡沫覆盖扑灭。

发电机和电动机等旋转电机起火时,为防止轴和轴承变形,可令其慢慢转动,用喷雾水灭火,并使其均匀冷却;也可用二氧化碳或蒸汽灭火,但不宜用干粉、砂子或泥土灭火,以免损伤电气设备的绝缘。

第 5 章 雷 电 防 护

本章将对雷电防护及其相关内容进行全面解释，主要涉及雷电的产生发展过程、雷电对电力系统和建筑物可能构成的危害以及雷电活动的防护措施等内容。

1 大气电场

在地球电离层和地面间有 300kV 的大气电场存在，其中电离层带正电，地面带负电，地球上每秒钟大约发生 100 次闪电，每次云地闪电向地面输送约 20~25C 的负电荷。同时，大气中自上而下流有约 1500A 的晴天离子传导电流，此外，还有地面尖端放电电流和降水电流。它们与雷电电流互相平衡，维持地面电荷总量基本不变。从这个角度讲，研究雷电防护，需要了解一些大气电场的基本概念。

1.1 大气电场的基本概念

1.1.1 大气电场的方向

观测得到，晴天大气电场中始终存在方向垂直向下的大气电场，这意味着大气相对地面带有正电荷，而地面则带有负电荷。大气和地面之间异性电荷正是大气电场形成的原因。大气中还存在有晴天大气传导电流，它不断中和大气和地面之间所带的电荷，使大气电场不断减弱。当存在云团时，云中大气电过程所产生的带电降水形成降水电流，也会不断的中和大气和大地所带的电荷。而维持恒定的大气电过程的原因是由于大气中还存在雷暴电过程。当有雷暴时，云地闪电及云下方和植物的尖端放电过程，将增加大气和大地之间所带的异性电荷。这样，当大气中的带电过程和电荷中和过程达到平衡时，就形成了恒定的晴天大气电场。

1.1.2 大气电场的表示

大气电场强度用 E （单位为 V/m）表示，它与大气电位的关系为

$$E(x,y,z)=-\nabla V(x,y,z) \tag{8.5-1}$$

也就是说，大气中一点 (x,y,z) 处的电场与该点处的电位梯度相等，方向与电位梯度方向相反。

在直角坐标系中，大气电场可以表示为如下的分量形式

$$E(x,y,z)=E_x(x,y,z)i+E_y(x,y,z)j+E_z(x,y,z)k \tag{8.5-2}$$

用电位表示的分量形式为

$$E(x,y,z)=-\frac{\partial V}{\partial x}i-\frac{\partial V}{\partial y}j-\frac{\partial V}{\partial z}k \tag{8.5-3}$$

1.1.3 大气等电位面

大气电位分布可以采用等电位面表示。因为大地可以看作导体，是一个等势面，通常大气的等电位面与大地平行。

大气中某点的电场强度用电位表示为

$$E=-\frac{\partial V}{\partial n}\vec{n} \tag{8.5-4}$$

式 (8.5-4) 说明在大气电位分布密集的区域电场较强。另外可以得到大气电场和等势面与地表面的曲率有关。

对于平坦地表，大气等电位面为平行于地表的平面，单位法向矢量 \vec{n} 垂直向上，与坐标轴 z 重合，因此大气电场中只存在垂直分量 E_z ，而其水平分量为 0，即

$$E=E_z=-\frac{\partial V}{\partial z} \tag{8.5-5}$$

对于呈起伏的或不平坦的地表，此时的大气电场不仅有垂直分量，还有水平分量 E_x 、 E_y 。但是当观测点离地面物体的距离大于其垂直高度的 3 倍（电线杆）或者 5 倍（山丘）时，地形对大气等势面的影响可以忽略。

大气电场垂直向下为正，与坐标轴 z 的方向相反。而垂直向上的大气电场为负。

1.2 大气电场的时空分布

1.2.1 大气电场的地理分布

大气电场因为地质条件的不同而不同，以海洋和陆地为例：

(1) 海洋。由于海面条件相似，大气电场间的差异很小，全球范围内的海面大气电场约为 130V/m。

(2) 陆地。由于局部条件相差较大，所以各地的大气电场差异也比较大。例如平均场强，我国伊宁地区为 56V/m，美国斯坦福地区为 76V/m，俄罗斯巴甫洛夫斯克为 171V/m。通常，对于人口密集地区的大城市、工业区，地面大气电场为 130V/m 以上；而在乡村地区，远离气溶胶源地，一般小于 130V/m。

陆地和海洋大气电场的平均值、典型值和变化范围见表 8.5-1。

表 8.5-1 陆地和海洋大气电场的平均值、典型值和变化范围 V/m

| 地理分布 | 平均值 | 典型值 | 变化范围 |
|------|-----|---------|--------|
| 陆地 | 115 | 80~150 | 19~310 |
| 海洋 | 130 | 90~150 | 50~250 |
| 全球 | 130 | 100~150 | 19~310 |

另外，大气电场还存在随纬度变化的趋势。在陆地上，因为各处局部条件的差异导致变化并不十分明显，而在海洋上由于局部条件相近，大气电场随纬度变化的趋势比较明显：在 0°~20° 纬度范围内，大气电场约为 120V/m；在纬度 20°N~40°N 范围内，大气电场约为 125V/m；纬度增大到 40°N~60°N 范围时，大气电场增加到约 155V/m。其最大值出现在纬度为 50°N 处，由此向两极，大气电场逐渐减小。

1.2.2 大气电场的高度变化特征

通常，大气电场随高度的增加呈指数衰减的分布特征，但在不同的高度范围内，大气电场随高度的分布并不相同。

在近地面处，由于大气电场将受大地电极的影响，而且体电荷密度在该层中很不均匀，呈现随高度增加而急剧递减

的趋势,所以在近地面范围内形成较强的大气电场和电场梯度。计算表明,在地表处,受到上述地电极影响的大气电场与未受到影响的大气电场相差 2.8 倍。

在大气中的边界层处,由于逆流和湍流的影响,大气电场随高度呈现不规则的分布。

在自由大气中,大气电场的变化可以采用指数形式表示为

$$0 \sim 10 \text{ km}; \quad E(z) = E(0)e^{(-\alpha z + \beta z^2)} \quad (8.5-6)$$

$$10 \sim 30 \text{ km}; \quad E(z) = 90e^{-3.5z} + 40e^{-0.23z} \quad (8.5-7)$$

式中: $E(0)$ 为海平面处的大气电场; $E(z)$ 是高度为 z 处的大气电场。

另外,大气电场随高度的变化可以大致分为以下四类,如图 8.5-1 所示。

(1) 大气电场随高度单调递减,其数值始终为正。在地面 2~3km 的范围内,大气电场随高度分布的经验公式为

$$E(z) = E_0 e^{-\alpha z} \quad (8.5-8)$$

式中: E_0 为地面大气电场, V/m; α 为系数,不同地区的 α 不同。

(2) 大气电场随高度单调递减,其数值在低层为正,至某一高度以上,数值为零或者负值,通常在 3~4km 左右的范围大气电场改变符号。

(3) 大气电场随高度单调递增,大约在 500~700m 高度范围内大气电场达到最大值,然后随高度单调递减。

(4) 大气电场随高度变化较小,其值为正。

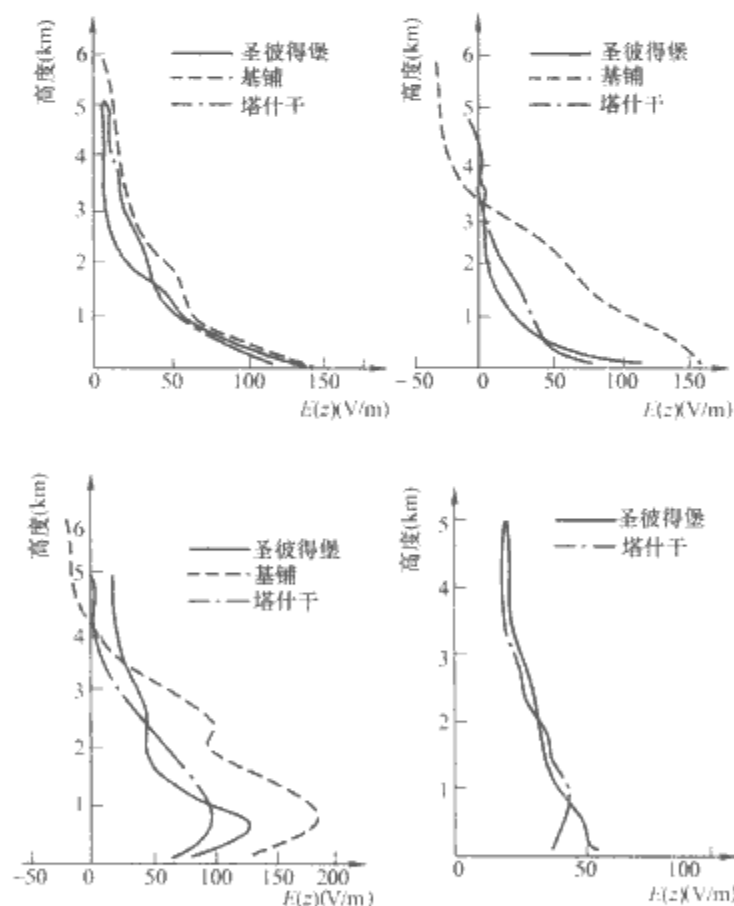


图 8.5-1 四类大气电场随高度变化曲线

1.2.3 大气电场的时间变化特征

大气电场有明显的日变化和年变化,以及几分钟到几十分钟的脉动起伏变化,变化主要是指峰谷出现的时间。

1.2.3.1 大气电场的日变化

大气电场的日变化受两种因素的制约:①全球性普遍日变化机制,即与世界时有关,主要取决于全球雷暴的日变化;②地方性日变化机制,其变化与地方时有关,主要取决于局地大气状况的日变化。大气日变化可以表示为

$$E(t) = E_w(t) + E_L(t) \quad (8.5-9)$$

式中: $E_w(t)$ 和 $E_L(t)$ 分别为全球普遍日变化和地方性日变化机制引起的大气电场变化。

大气电场日变化表现为三种类型:

(1) 大陆简单型。通常表现为单峰单谷,即一天当中出现一次极大和极小,峰值出现于下午至傍晚(地方时 13~19 时),谷值出现于早晨(地方时 2~6 时),通常为远离大城市的乡村。

(2) 大陆复杂型。这类大气电场具有明显的双谷双峰,变化规律为:第一峰出现于上午地方时的上午 7~10 时,第二峰出现于地方时 18~21 时,第一谷出现于 2~6 时,第二谷出现于 13~16 时,大城市和工业区等气溶胶浓度大的地区大气电场表现为这一类型。

(3) 海洋极地型。具有单峰单谷,与世界时有关,峰值出现在世界时的 18~21 时,谷值出现在世界时的 2~6 时,一年以内变化很小。极地海洋和冰雪覆盖的地区属于这种类型。

1.2.3.2 大气电场的年变化

地面大气电场年变化是指年变化的峰、谷出现多少,出现的月份。其变化幅度用年较差表示,年较差是指大气电场的相对值 E/\bar{E} 在一年中的最大值和最小值之差,用百分比表示。各地大气电场的年较差数值为 30%~130%,平均为 65%。地面和海面大气电场年变化波形一般具有单峰、单谷。平均而言,大气电场峰值都出现在北半球的冬季,而谷值都出现在北半球的夏季。

1.2.3.3 大气电场的脉动变化

大气电场还具有脉动变化,其周期从几分钟到几十分钟,其变化与地理环境有关,还与大气湍流等气象因素有关。

地面大气电场的脉动变化具有明显的日变化,其峰值出现在中午至下午,谷值出现于黎明前,这与中午到下午近地面大气对流比较旺盛,早晨大气较稳定有关。

地面大气电场的脉动还有明显的年变化,其峰值出现于夏季,而谷值出现于冬季。

2 雷电的产生

2.1 雷电的产生及发展过程

雷电是指积雨云中的异性电荷中心之间,或者是云间的异性电荷之间,再或者是云中电荷和大地之间的放电过程。在电力系统中所指的雷电通常为最后一种情况,称为云地闪击。

2.1.1 预击穿过程

以典型负极性云地闪击为例(占总云地闪击数量的 90%左右)。雷电发生的源头是积雨云(或者叫雷云),其电荷结构比较典型的可以分为三层,从上至下依次为正极性电荷区(P)、负极性电荷区(N)和下层正极性电荷区(LP)。在负极性电荷区和下层正极性电荷区之间会因为某种原因产生放电形成预击穿,或者叫初始击穿。预击穿的产生依次包括了流注放电的产生、云内先导的形成和云内先导的发展三个部分,它们都是雷云内不同形态的水(水珠、冰晶、水汽等)在云内电场的作用下形成的。这三部分的产生条件分别为在 1m^3 范围内场强达到 300~400kV/m、场强在几米范围内超过 200kV/m、雷云内背景场强为 100kV/m。预击穿过程持续几毫秒到几十毫秒的时间。预击穿过程为下行梯级先导的形成创造条件。

2.1.2 梯级先导

在预击穿过程的末期,电子与空气分子发生碰撞,产生电离,从而形成了逐步向下发展梯级先导。梯级先导因其不连续的逐级发展而得名,它其实是一个向下不连续发展的充有负电荷(针对负云地闪击)的等离子体通道。根据光谱分析认为梯级先导的结构可以看作一个半径为0.1~0.5m的热核,外面围绕了一层较冷的电晕层。电晕层是由先导头部的流注区和先导通道的热核部分电晕放电共同形成的。梯级先导的发展速度约为 $2.0 \times 10^5 \text{ m/s}$,每一步的长度为几十米,每两步之间间隔20~50 μs 。每步发展对应的通道电流峰值约为1kA以上。梯级先导的一个效果是将云中的负电荷转移并存储在先导形成的等离子体通道及其分支结构中。在梯级先导头部和地面之间通常会有几十兆伏的电势差,而在雷云和大地之间的电势差在94~102MV。

当下行梯级先导发展到靠近地面时(5~50m的范围内),会在地面上,特别是地面的凸起物上,因为下行梯级先导产生的很强的大气电场而形成上行梯级先导。上行梯级先导从地面逐步向上发展。

2.1.3 回击过程

从上行梯级先导的产生到它和下行梯级先导结合的这个过程称作连接过程。连接过程的结束意味着在雷云和大地间形成了一条等离子体通道,这就是回击电流的运动通道,通常被称作回击通道。回击过程是指大地中的正电荷沿通道向上中和了存储在通道和分支中的负电荷的过程,而回击电流正是这种电荷中和运动的表示。回击过程比下行先导过程明亮许多,回击的传播速度也比梯级先导的传播速度快很多,平均为 $5.0 \times 10^7 \text{ m/s}$ 。

从梯级先导的开始到首次回击这个完整的放电过程称为一次闪击。

在上面的发展中,连接过程需要另外说明。连接过程中,下行先导和上行先导的头部都存在一定范围的、相对电离程度较低的流注区,两者的流注区相连接会引发末跃。由于结合过程是在近地面范围发生的,而地面存在各种建筑物(群)、高大构架和不同的地形,它们对下行先导产生的感应是不同的。并且由于下行梯级先导往往存在分支,所以有时会感应出多个上行先导。但并非所有的上行先导都会与下行梯级先导连接上。这样就会形成多种不同类型的雷电放电情况。

2.1.4 箭式先导和后续回击过程

在第一次闪击之后,经过约几十毫秒的时间间隔,可能会形成第二次闪击。这种闪击通常会有多次(3~5次),称为后续回击,它们是在箭式先导的触发下形成的。箭式先导也是一种下行先导,由于它是沿着第一次闪击形成的电离了的路径运动,所以它没有梯级结构的特点,而且它的传播速度大于梯级先导的传播速度,平均为 $2.0 \times 10^6 \text{ m/s}$ 。当箭式先导接近地面时,也同样会产生上行先导与其汇合,继而形成回击。只是后续回击的回击电流幅值往往小于首次回击。

2.2 雷电的参数

雷电活动的一个很显著的特点就是它的随机性,所以雷电参数大都存在一定的分散性,而且随地域等条件的不同也会存在差异。雷电参数可以分为雷电活动的参数和雷电本身的参数。

2.2.1 雷电活动参数

雷电活动参数是为了表征雷电的年、月、日分布和强弱

活动特点而定义的一些参数,包括雷暴季节、平均雷暴季节、雷暴持续期、雷暴月、雷暴日、雷暴时、逐时年雷暴时和闪电密度等参数。

(1) 雷暴季节。指一年中雷暴所发生的月份,而不论这些月份中雷暴发生的天数。雷暴季节粗略地反映了全年雷暴活动的季节分布和强弱程度。如某地某年雷暴发生于4、6、7、8、9月,则雷暴季节为4月和6~9月。

(2) 平均雷暴季节。指雷暴季节的多年平均结果,近似为平均初雷暴所在月份至平均终雷暴所在的月份。平均雷暴季节只能大概反映全年雷暴活动的年内分布和强弱程度的多年平均情况。

(3) 雷暴持续期。指一年中初雷日与终雷日之间的天数,单位为天。雷暴持续期仅表示一年中可能发生雷暴的持续天数,而不表示一年中雷暴可能发生多少天。所以有的地方在不同的年份有相近的雷暴持续期,但一年中雷暴发生的天数差异较大。

(4) 平均雷暴持续期。指雷暴持续期的多年平均结果,单位为天。平均雷暴持续期表示一年中可能发生雷暴的平均持续天数,反映雷暴活动的多年平均结果。

(5) 雷暴月和年雷暴月。雷暴月指该月中发生过雷暴,而不论该月发生过多少天的雷暴;年雷暴月是一年中雷暴月数,单位为月。年雷暴月不同于年雷暴季节,前者指的是一年中雷暴发生的月数,后者是指哪些月发生过雷暴。

(6) 平均雷暴月。指年雷暴月的多年平均结果,单位为月。它概略地反映了全年雷暴活动月份的多年平均情况。

(7) 雷暴日和月雷暴日,季雷暴日和年雷暴日。雷暴日指该天发生雷暴的日子,而不论该天雷暴发生的次数和持续时间。月雷暴日指一个月中的雷暴天数(单位为天),反映的是一月内雷暴活动的强弱程度;季雷暴日指一个季度内雷暴天数。年雷暴日是一年中中的雷暴天数,更为可靠地反映了全年的雷暴活动,但是不能反映一天中雷暴发生多少次或者雷暴的持续时间。

(8) 平均月雷暴日、平均季雷暴日和平均年雷暴日。平均月雷暴日是指月雷暴日的多年平均结果(单位:天),它进一步反映全年雷暴活动强弱程度的多年平均情况。平均季雷暴日指季雷暴日的多年平均结果。平均年雷暴日指年雷暴日的多年平均结果,单位为天。

(9) 雷暴时、月雷暴时、季雷暴时和年雷暴时。雷暴时指该小时哪发生过的雷暴。月雷暴时指一月中雷暴的时数,单位为h。季雷暴时是一季内雷暴的时数,单位为h。年雷暴时是一年中中的雷暴时数,单位为h。

(10) 平均月雷暴时、平均季雷暴时。平均月雷暴时是指月雷暴时的多年平均结果(单位为h),它比月雷暴时更可靠地反映了全月雷暴活动强弱程度的多年平均情况。平均季雷暴时指季雷暴时的多年平均结果,单位为h。

(11) 逐时年雷暴时。指一天中某一小时内在全年中的雷暴时数,单位为h;根据一天24h逐时年雷暴时的观测资料,可表征全年雷暴活动的日变化。

(12) 平均逐时年雷暴时。指逐时年雷暴时的多年平均结果,单位为h;根据一天24h的平均年雷暴时的观测资料可表征全年雷暴活动日变化的多年平均结果。

除了上述参数以外,表征雷电活动还可以采用闪电密度参数,包括总闪电密度、地闪密度、平均总闪电密度、平均地闪密度。

(1) 总闪电密度。指一年内单位面积地面上空发生各类闪电的次数,单位为次/($\text{km}^2 \cdot \text{a}$)。

(2) 地闪密度。指一年内单位面积地面发生地闪的次数,单位为次/(km²·a)。

(3) 平均总闪电密度。指总闪电密度的多年平均结果,单位为次/(km²·a)。

(4) 平均地闪密度。指地闪密度的多年平均结果,单位为次/(km²·a)。

根据多年的雷电观测资料,我国的雷暴区可大致分为以下四个地区:

(1) 第一区:长江以北、105°E以东的地区。这一地区的平均年雷暴日为20~50天,各地区的年雷暴日有所不同,但是随纬度变化不大。

(2) 第二区:长江以南、105°E以东的地区。这一地区内长江两岸地区的平均年雷暴日偏低,为40~50天,两广南部地区平均年雷暴日偏高,为90~120天,其中海南岛中部的琼中和儋县,高达124天,是我国年雷暴日最高的地区。东南沿海地区的年平均雷暴日普遍低于同纬度离海岸较远的地区,而小岛屿的平均年雷暴日又低于同纬度沿海地区。

(3) 第三区:36°N以北、105°E以西地区。这一地区除了新疆西北地区以外,平均年雷暴日很小,一般不到20天,其中巴丹吉林沙漠和腾格里沙漠地区平均年雷暴日低于10天,是我国平均年雷暴日最低的地区。

(4) 第四区:36°N以南、105°E以西地区。这一地区多为高原和山脉,地形起伏较大,平均年雷暴日高于同纬度的地区,一般为50~80天。

概括起来,我国的平均年雷暴日有以下的特点:

(1) 105°E以东地区的平均年雷暴日随纬度减小而递增,但长江以北地区这一变化趋势并不明显,而长江以南地区这一变化趋势较为明显。

(2) 东南沿海地区的平均年雷暴日偏低,于离海岸稍远地区的数值,而小岛屿的平均年雷暴日又偏低,于同纬度沿海地区的数值。此外江湖流域、河谷平原和河谷盆地的年平均雷暴日往往偏低,于同纬度其他地区。

(3) 新疆维吾尔自治区、甘肃省和内蒙古自治区的广大沙漠和戈壁滩地区以及青海省柴达木盆地等地区,因气候干旱,平均年雷暴日较低,一般不超过10天,是我国年雷暴日最低的地区。

(4) 地势较高地形复杂的山岳地区,平均年雷暴日往往高于同纬度地区的数值。

2.2.2 雷电流参数

2.2.2.1 雷电流的波形和极性

实测结果表明,虽然一次放电一般都由多个分量组成,但每个分量的雷电流都是单极性的脉冲波,而且75%~90%的雷电流是负极性的。因此在雷电防护计算中都取负极性的雷电冲击波进行分析。

图8.5-2(a)是一个包含了3次重复冲击放电的记录,图8.5-2(b)是几个下行负雷电第一次冲击放电的雷电流实测波形,图8.5-2(c)是根据以上几十个记录计算得到的平均雷电流波形。

2.2.2.2 雷电流的幅值、陡度、波头和波长

雷电流的幅值是指雷电流脉冲电流达到的最大值,波头是指雷电流脉冲电流上升到幅值的时间,波长是指雷电流脉冲电流从起始到衰减至一半幅值时的持续时间,而雷电流的陡度是指雷电流随时间的变化率。

(1) 我国的推荐参数。按照电力行业标准DL/T 620—1997《交流电气装置的过电压保护和绝缘配合》的推荐,我

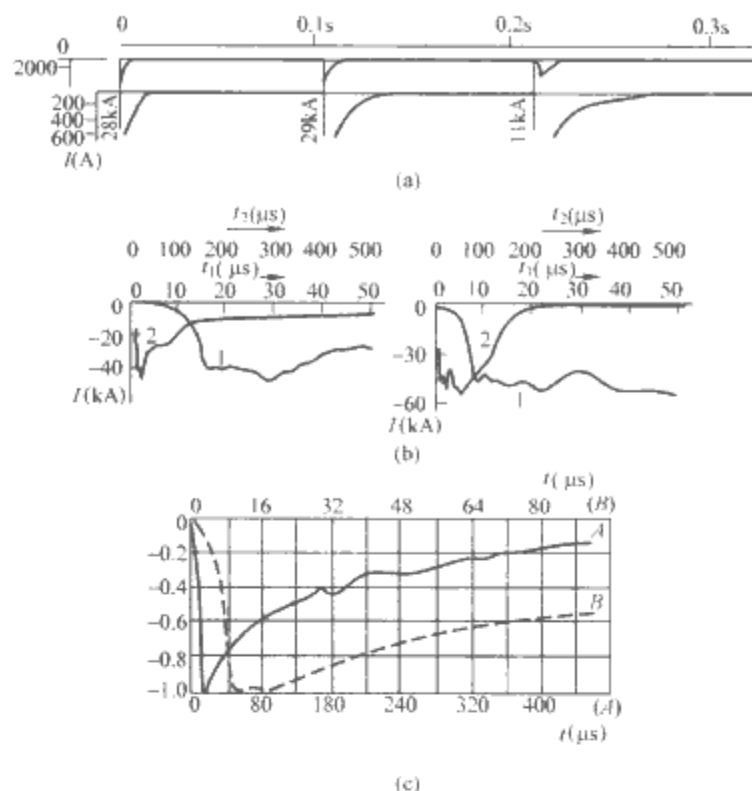


图 8.5-2 雷电流实测波形

(a) 重复冲击放电记录; (b) 雷电流实测波形;

(c) 平均雷电流波形

A—完整记录的波形; B—放大的波前沿

国一般地区雷电流幅值 I 超过 P 的概率可以按照下式求得

$$\lg P = -I/88 \text{ 或 } P = 10^{-I/88} \quad (8.5-10)$$

对于除陕西南部以外的西北地区、内蒙古自治区的部分地区雷电流幅值较小, P 可以按照下式求出

$$\lg P = -I/44 \text{ 或 } P = 10^{-I/44} \quad (8.5-11)$$

雷电流波头长度统计数据多出现在 $1 \sim 5 \mu\text{s}$ 的范围内,平均为 $2 \sim 2.5 \mu\text{s}$,我国在防雷设计中建议取 $2.6 \mu\text{s}$ 的雷电流波头长度。

雷电流的波长在 $20 \sim 100 \mu\text{s}$ 的范围内,平均约为 $50 \mu\text{s}$ 。所以防雷保护计算中,雷电流的波形通常采用 $2.6 \mu\text{s}/50 \mu\text{s}$ 。

雷电流的陡度直接测量比较困难,通常根据幅值、波头和一定的波形推算。我国采用 $2.6 \mu\text{s}$ 的固定波头时间,即认为雷电流的平均陡度 α 和雷电流的幅值 I 线性相关,即

$$\alpha = I/2.6 \quad (8.5-12)$$

式中: α 为雷电流陡度, $\text{kA}/\mu\text{s}$; I 为雷电流幅值, kA 。

雷电流陡度出现的概率可以采用如下的经验公式计算

$$\lg P = -\alpha/36 \text{ 或 } P_a = 10^{-\alpha/36} \quad (8.5-13)$$

式中: P_a 为出现等于或者大于陡度 α 的雷电流的概率。

(2) CIGRE 推荐参数。雷电流由一个或多个不同的雷击组成,其中根据持续时间的长短分为短雷击和长雷击两种,短雷击指持续时间小于 2ms 的雷击(见图8.5-3),长雷击指持续时间大于 2ms 的雷击(见图8.5-4)。

假设雷电极性比例中,10%为正极性,90%为负极性。极性比与地域有关。如果没有当地的资料可资利用,宜采用这里给出的雷电极性比。

图8.5-5给出了雷电可能的组成成分。雷电流参数见表8.5-2,其统计分布可以假定为对数正态分布。相应的均值 μ 和离差 σ_{\lg} 见表8.5-3,图8.5-6表示其分布函数,据此可确定每一参数任何值的出现概率。

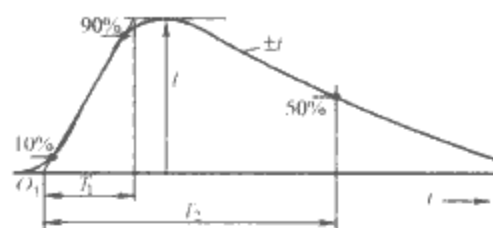


图 8.5-3 短雷击参数的定义
(典型值 $T_2 < 2\text{ms}$)
 O_1 —视在起点; I —电流峰值;
 T_1 —波头时间; T_2 —半值时间

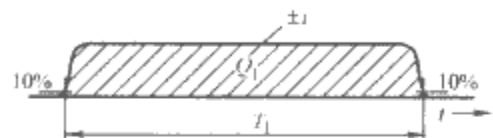


图 8.5-4 长雷击参数的定义
(典型值 $2\text{ms} < T_1 < 1\text{s}$)
 T_1 —持续时间; Q_1 —长时间雷击电荷

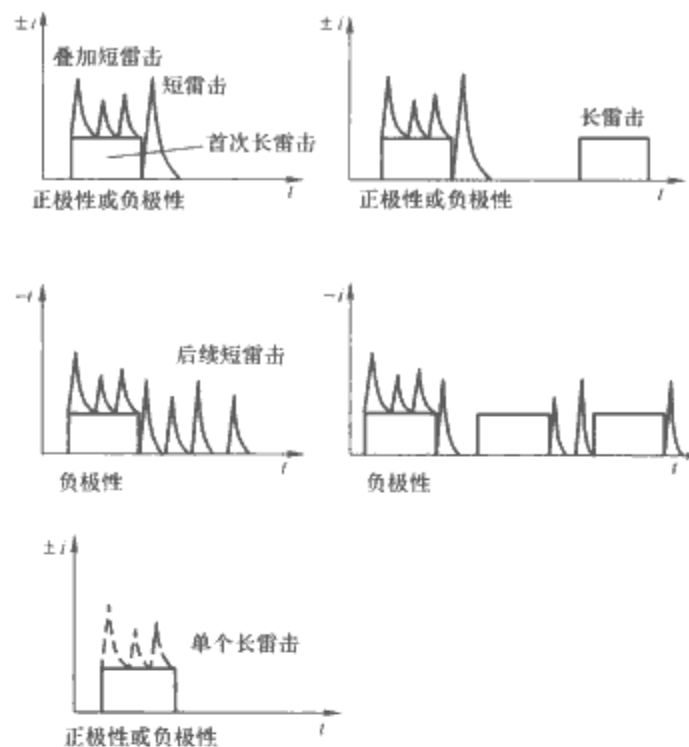


图 8.5-5 上行雷的可能组成成分
[通常为暴露和(或)高层建筑上面的雷击]

表 8.5-2 摘自 CIGRE (Electra NO. 41 或 NO. 69) 的雷电流参数值

| 参 数 | 雷电防护水平 (LPL) 所确定的 雷电流值 | 数 值 | | | 雷 击 类 型 | 图 8.5-6 中的 曲线 |
|--|------------------------------|---------|----------|-------|---------------|------------------|
| | | 95% | 50% | 5% | | |
| I (kA) | 50 | 4 (98%) | 20 (80%) | 90 | 首次负极性短雷击 | ①+② |
| | 200 | 4.9 | 11.8 | 28.6 | 后续负极性短雷击 | ③ |
| Q_f (C) | 300 | 4.6 | 35 | 250 | 首次正极性短雷击 (单个) | ④ |
| | | 1.3 | 7.5 | 40 | 负极性雷闪 | ⑤ |
| Q_s (C) | 100 | 20 | 80 | 350 | 正极性雷闪 | ⑥ |
| | | 1.1 | 4.5 | 20 | 首次负极性短雷击 | ⑦ |
| | | 0.22 | 0.95 | 4 | 后续负极性短雷击 | ⑧ |
| W/R (kJ/ Ω) | 10 | 2 | 16 | 150 | 首次正极性短雷击 (单个) | ⑨ |
| | | 6 | 55 | 550 | 首次负极性短雷击 | ⑩ |
| | | 0.55 | 6 | 52 | 后续负极性短雷击 | ⑪ |
| di/dt_{max} (kA/ μs) | 20 | 25 | 650 | 15 | 首次正极性短雷击 | ⑫ |
| | | 9.1 | 24.3 | 65 | 首次负极性短雷击 | ⑬ |
| | | 9.9 | 39.9 | 161.5 | 后续负极性短雷击 | ⑭ |
| $di/dt_{(30\% \sim 90\%)}$ (kA/ μs) | 200 | 0.2 | 2.4 | 32 | 首次正极性短雷击 | ⑮ |
| Q_1 (C) | — | 4.1 | 20.1 | 98.5 | 后续负极性短雷击 | — |
| T_1 (s) | — | — | — | — | 长雷击 | — |
| 波头持续时间 (μs) | — | — | — | — | 长雷击 | — |
| | | 1.8 | 5.5 | 18 | 首次负极性短雷击 | — |
| | | 0.22 | 1.1 | 4.5 | 后续负极性短雷击 | — |
| 雷击持续时间 (μs) | — | 3.5 | 22 | 200 | 首次正极性短雷击 (单个) | — |
| | | 30 | 75 | 200 | 首次负极性短雷击 | — |
| | | 6.5 | 32 | 140 | 后续负极性短雷击 | — |
| 时间间隔 (ms) | — | 25 | 230 | 2000 | 首次正极性短雷击 (单个) | — |
| | | 7 | 33 | 150 | 多重负极性雷击 | — |

续表

| 参 数 | 雷电防护水平 (LPL) 所确定的 雷电流值 | 数 值 | | | 雷 击 类 型 | 图 8.5-6 中的 曲线 |
|------------------|------------------------------|------|-----|------|-------------|------------------|
| | | 95% | 50% | 5% | | |
| 总雷闪持续 时间 (ms) | — | 0.15 | 13 | 1100 | 负极性雷闪 (全部) | — |
| | | 31 | 180 | 900 | 负极性雷闪 (无单个) | — |
| | | 14 | 85 | 500 | 正极性雷闪 | — |

注 $I=4\text{kA}$ 和 $I=20\text{kA}$ 的概率分别等于 98% 和 80%。

表 8.5-3 雷电流参数的对数正态分布
[从概率 5%~95% 的数值计算得出的雷电流参数的均值 μ 以及离差 σ_{\lg} ,
摘自 CIGRE (Electra No. 41 或 No. 69)]

| 参 数 | 均 值 μ | 离 差 σ_{\lg} | 雷 击 类 型 | 图 8.5-6 中的曲线 |
|---|--------------|-----------------------|---------------|--------------|
| I (kA) | 61.1 | 0.576 | 首次负极性短雷击 | ①A |
| | 33.3 | 0.263 | 首次负极性短雷击 | ①B |
| | 11.8 | 0.233 | 后续负极性短雷击 | ② |
| | 33.9 | 0.527 | 首次正极性短雷击 (单个) | ③ |
| Q_{flash} (C) | 7.21 | 0.452 | 负极性雷闪 | ④ |
| | 83.7 | 0.378 | 正极性雷闪 | ⑤ |
| Q_{short} (C) | 4.69 | 0.383 | 首次负极性短雷击 | ⑥ |
| | 0.938 | 0.383 | 后续负极性短雷击 | ⑦ |
| | 17.3 | 0.570 | 首次正极性短雷击 (单个) | ⑧ |
| W/R (kJ/ Ω) | 57.4 | 0.596 | 首次负极性短雷击 | ⑨ |
| | 5.35 | 0.600 | 后续负极性短雷击 | ⑩ |
| | 612 | 0.844 | 首次正极性短雷击 | ⑪ |
| di/dt_{max} (kA/ μs) | 24.3 | 0.260 | 首次负极性短雷击 | ⑫ |
| | 40.0 | 0.369 | 后续负极性短雷击 | ⑬ |
| | 2.53 | 0.670 | 首次正极性短雷击 | ⑭ |
| $di/dt_{30\% \sim 90\%}$ (kA/ μs) | 20.1 | 0.420 | 后续负极性短时雷击 | ⑮ |
| Q_l (C) | 200 | — | 长雷击 | — |
| T_l (s) | 0.5 | — | 长雷击 | — |
| 波头持续时间 (μs) | 5.69 | 0.304 | 首次负极性短雷击 | — |
| | 0.995 | 0.398 | 后续负极性短雷击 | — |
| | 26.5 | 0.534 | 首次正极性短雷击 (单个) | — |
| 雷击持续时间 (μs) | 77.5 | 0.250 | 首次负极性短时雷击 | — |
| | 30.2 | 0.405 | 后续负极性短雷击 | — |
| | 224 | 0.578 | 首次正极性短雷击 (单个) | — |
| 时间间隔 (ms) | 32.4 | 0.405 | 多个负极性雷击 | — |
| 总雷闪持续时间 (ms) | 12.8 | 1.175 | 负极性雷闪 (全部) | — |
| | 167 | 0.445 | 负极性雷闪 (无单个) | — |
| | 83.7 | 0.472 | 正雷闪 | — |

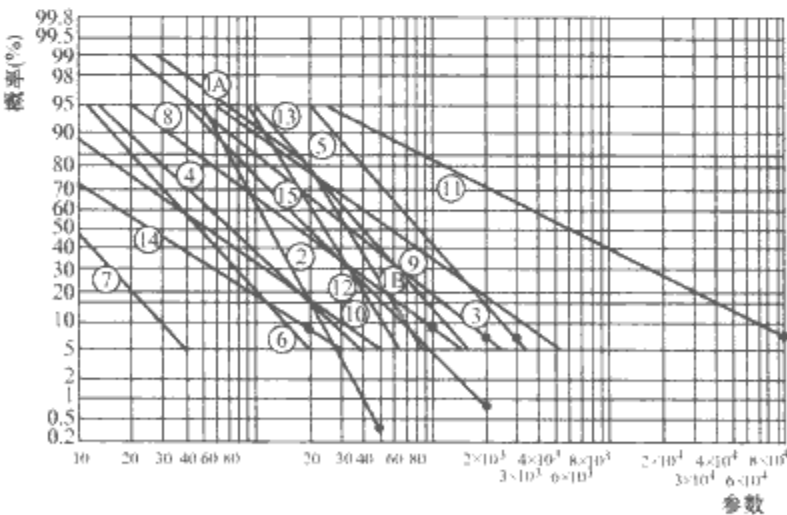


图 8.5-6 雷电流参数的累积频率分布
(曲线通过概率 5%~95% 的值)
• — 确定参数的点
曲线的序号含义见表 8.5-2 和表 8.5-3

上述给出的所有数值与下行雷和上行雷都有关。用于分析研究雷电防护的雷电流波形表达式如下。

首次短雷击 ($10/350\mu\text{s}$) 和后续短雷击 ($0.25/100\mu\text{s}$) 的电流波形可定义为

$$i = \frac{I}{K} \cdot \frac{(t/\tau_1)^{10}}{1 + (t/\tau_1)^{10}} e^{-(t/\tau_2)} \quad (8.5-14)$$

式中: I 为峰值电流; K 为峰值电流的校正系数; t 为时间; τ_1 为波头时间常数; τ_2 为波尾时间常数。

不同雷电防护系统 (LPS) 的首次短雷击和后续短雷击的电流波形可采用表 8.5-4 所列参数。

表 8.5-4 不同雷电防护系统 (LPS) 的首次短雷击和后续短雷击的电流波形的参数

| 参 数 | 首次短雷击 | | | 后续短雷击 | | |
|----------------------------|-------|--------|------------|-------|--------|------------|
| | LPL I | LPL II | LPL III-IV | LPL I | LPL II | LPL III-IV |
| I (kA) | 200 | 150 | 100 | 50 | 37.5 | 25 |
| K | 0.93 | 0.93 | 0.930 | 0.993 | 0.993 | 0.993 |
| τ_1 (μs) | 19 | 19 | 19 | 0.454 | 0.454 | 0.454 |
| τ_2 (μs) | 485 | 485 | 485 | 143 | 143 | 143 |

2.2.3 其他云地闪击参数

基本的云地闪击参数可参考表 8.5-5。

表 8.5-5 云地闪击参数的典型值和变化范围

| 参 数 | | 典型值 | 最小值 | 最大值 |
|----------------------|--------------------------|----------------------|----------------------|----------------------|
| 初始击穿持续时间 (ms) | | 100 | — | — |
| 梯级 先导 | 梯级步长 (m) | 50 | 3 | 200 |
| | 每步间的时间间隔 (μs) | 50 | 30 | 125 |
| | 传播平均速度 (m/s) | 3.0×10^5 | 1.0×10^5 | 2.6×10^6 |
| | 梯级通道存储电荷 (C) | 5 | 3 | 20 |
| 箭式 先导 | 传播速度 (m/s) | 2.0×10^6 | 1.0×10^6 | 2.1×10^6 |
| | 通道累积电荷 (C) | 1 | 0.2 | 6 |
| 回击 过程 | 传播速度 (m/s) | 5.0×10^7 | 2.0×10^7 | 2.0×10^8 |
| | 回击电流上升率 (kA/μs) | 10 | 1 | 210 |
| | 峰值电流 (kA) | 30 | 1 | 250 |
| | 峰值电流时间 (μs) | 2 | 0.5 | 30 |
| | 半峰值电流时间 (μs) | 40 | 10 | 250 |
| | 通道温度 (K) | 2.0×10^4 | 0.8×10^4 | 3.0×10^4 |
| | 电荷密度 (C/m ³) | 3.0×10^{23} | 1.0×10^{23} | 3.0×10^{24} |
| | 通道长度 (km) | 5 | 2 | 14 |
| 连续 电流 | 峰值电流 (A) | 150 | 30 | 1600 |
| | 持续时间 (ms) | 150 | 50 | 500 |
| | 传送电荷 (C) | 25 | 3 | 330 |
| 整个 云地 闪击 过程 | 包含闪击次数 | 3 | 1 | 26 |
| | 无连续电流时闪击间隔时间 (ms) | 40 | 3 | 380 |
| | 持续时间 (s) | 0.3 | 0.01 | 2 |
| | 包含连续电流的传送电荷量 (C) | 20 | 1 | 400 |

2.2.4 雷电参数的测量方法

2.2.4.1 雷电的照相观测方法

利用照相观测方法可以测量雷电发生的时间、雷电的发展速度和雷电的结构。雷电照相观测方法有高速旋转照相法和高速线扫描照相法两种。

高速旋转照相法由 Boys 在 1926 年设计,其结构是将两个照相机的镜头分别安装在一旋转圆盘的一条直径的两端,镜头随圆盘高速旋转。当观测闪电时,闪电分别成像于两镜头后面的静止底片上,由于镜头的旋转速度是已知的,最后可以通过两幅图的比较分析以及一系列处理推断闪电的方向和速度,并且可以判断闪电发展的连续相位,从而得到闪电的结构和发展过程。

高速扫描照相机是为了观测闪电通道径向的变化,由一般的线扫描照相机改进而成。它通常由物镜、图像辅助(放大)装置、一维荷电耦合器件图像感应器、一个探测器驱动器和一视频放大器组成。

2.2.4.2 雷电流的测量

(1) 直接测量方法。指通过在雷电流入地通道上或者临近处装设探测设备测量雷电流幅值或者波形的方法。直接测量方法主要有以下三种:

1) 磁钢棒法。磁钢棒法是传统的雷电流幅值测量方法。它的原理是利用雷电流产生的磁场使磁钢棒磁化,由于磁钢棒具有较强的磁矫顽特性,所以雷电流通过后磁钢棒仍能保持较大的剩磁,通过监测其剩磁的大小即可确定被测雷电流幅值的大小。但是由于磁钢棒的配方和生产工艺的分散性,以及检测方法本身受其他因素的影响,使得磁钢棒法的测试

灵敏度很低,测量误差较大,常达 10%~30%。和磁钢棒法类似,还有人提出用磁带进行雷电流记录的方法。其原理是采用高灵敏度的记录磁带进行预录基准信号处理后,将它放置在雷电流载体附近,在雷电流的磁场作用下会消去一定长度的预录在磁带上的基准信号,其消去长度与被测的雷电流幅值大小成比例。因此通过监测预录基准信号的消去长度,并进行分析和处理后即可确定被测雷电流的幅值。

2) 小电阻分流法。通过在雷电流的引下线底部串入无感小电阻,测量电阻上的压降,然后得到所要测量的雷电流。

3) Rogowski 线圈。Rogowski 线圈具有以下的特点:与待测回路有良好的电气绝缘;结构比传统电流互感器要简单,易于加工和安装;整个线圈的采用空心和非铁磁材料的骨架,因此频带较宽(大于 2MHz)、上升时间很小(纳秒级)、测量范围很大(1 A~400kA)。所以它非常适合用于高频大电流的测量,例如雷电流。

Rogowski 线圈的工作原理可以用下面的两个方程表示

$$\phi(t) = \mu_0 I(t) NS / 2\pi r_0 \tag{8.5-15}$$

$$\frac{d\phi}{dt} = L \frac{dI_c}{dt} + RI_c \tag{8.5-16}$$

式中: ϕ 为磁通; I 为被测电流; N 为线圈匝数; S 为线圈面积, r_0 为线圈导线半径; L 为线圈电感; R 为线圈回路的总电阻; I_c 为线圈中的感应电流。

Rogowski 线圈根据式 (8.5-16) 中的 $\mu = d\phi/dt$ 和 I_c 之间的关系可以分为微分式 (Differentiating Rogowski Coil-DRC) [$(L/R) \cdot (dI_c/dt) \ll I_c$], 和自积分式 (Self-Integrating Rogowski Coil-IRC) [$(L/R) \cdot (dI_c/dt) \gg I_c$]。图 8.5-7 所示为这两种形式的 Rogowski 线圈的典型结构图。两种形式 Rogowski 线圈结构的典型参数见表 8.5-6。

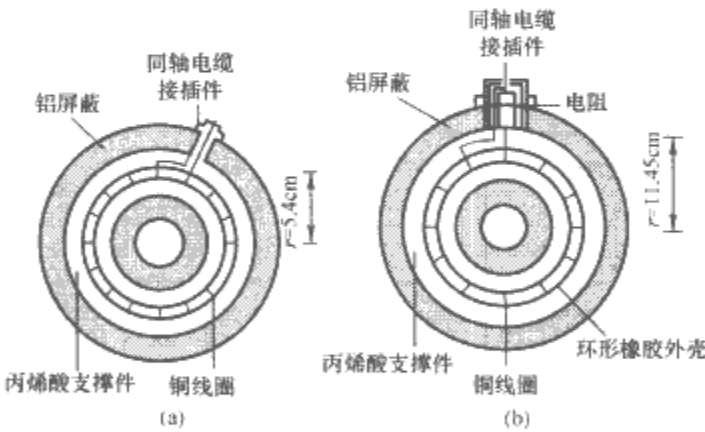


图 8.5-7 微分式和自积分式 Rogowski 线圈的结构图
(a) 微分式; (b) 自积分式

表 8.5-6 微分式和积分式 Rogowski 线圈典型参数

| 微 分 式 | | 自积分式 | |
|-----------|------------------------------------|----------------|--|
| 自电感 | 12nH | 自电感 | $4.35 \mu\text{H}$ |
| 互电感 | 0.6nH | 集肤效应阻抗 (50kHz) | 0.0928Ω |
| | | 线圈阻抗 | 0.028Ω |
| 测量比 | $1.834 \times 10^{-4} \text{ V/A}$ | 测量比 | $0.6 \times 10^{-9} \text{ V/A} \cdot \text{S}^{-1}$ |
| 带宽 | 100MHz | 带宽 | 100MHz |

(2) 间接测量方法。间接测量方法是指利用雷电放电过程中某些效应(如雷电磁场)和参数间接计算雷电流的幅值的方法。主要的间接测量方法是通过雷电定位系统得到的雷电磁场信号反解求出产生该信号的雷电流幅值。通过雷电磁场进行雷电流幅值测量的方法原理如下:采用正交的

磁场天线测量雷电放电过程产生的磁场,用磁方向角法和到达时间法结合确定雷击点坐标,从而给出测量点距雷击点的距离。当距雷击点距离远大于雷电通道的高度时,可以忽略雷电磁场中的感应场分量。雷电回击通道采用传输线模型,得到磁场的表达式为

$$B(D,t) = \frac{\mu_0 v_{rs}}{2\pi} \frac{i(t-D/c)}{cD} \quad (8.5-17)$$

式中: v_{rs} 为雷电回击电流的速度,采用统计值 $1 \times 10^8 \text{ m/s}$; c 为光速; t 为时间; D 为测量点距雷击点的距离。

这就是雷电放电产生的磁感应强度和雷电流幅值之间的关系。利用正交的磁场天线测量得到的磁感应强度 B 就可以求出雷电流的幅值。

这种直接反演的雷电流幅值计算方法的结果误差较大。国际上雷电定位系统采用的计算方法已经不是从雷电磁场的表达式直接反演,而是首先将雷电磁场信号 M_{peak} 进行距离归一化处理,归一化到 100km 距离范围的信号,这种归一化是根据信号随距离的传播和衰减规律处理的,见计算式为

$$M_{p100} = M_{pD} \left(\frac{D}{100} \right)^{\rho} e^{\alpha(D-100)} \quad (8.5-18)$$

$$\text{RNSS} = C M_{p100} \quad (8.5-19)$$

式中: α 和 ρ 为归一化因子,通常取 $\rho=1.13$, $\alpha=1/1050$; M 为待处理信号; C 是由式 (8.5-15) 得到的磁场信号和电流幅值之间的单位换算因数。

由式 (8.5-18) 得到距离归一化的信号 (记为 RNSS)。

这样再根据利用火箭引雷同步测量得到电磁场信号和直接测量的回击电流幅值的数值拟合出的两者的关系式为

$$I_p = 5.2 + 0.148 \text{RNSS} \quad (8.5-20)$$

$$I_p = 0.185 \text{RNSS} \quad (8.5-21)$$

由式 (8.5-20) 和式 (8.5-21), 就可以得到回击电流的幅值, 都是对直接从雷电磁场的表达式反演算法的一种修正, 因为它们保持了回击电流和测量信号之间的线性关系, 并且根据这种线性程度评价拟合关系的好坏。但它们是根据同步测量的实际回击参数拟合的, 而且也将测量信号折算到同步测量的距离上 (约 100 km), 因此这种方法的结果可信度要比直接反演方法的高。

2.2.4.3 雷电的电场和磁场的测量

测量雷电放电过程产生的电场的主要方法有平板天线和旋转式大气静电场仪。平板天线的原理是通过测量天线与大地之间的感应电压来确定大气静电场强度, 而根据与天线相连的测量电路的 RC 取值将电场的测量分为以下两种情况:

(1) 静电场计 (慢天线)。取时间常数 RC 为 4s, 频率响应范围从直流到 20Hz 以上, 有 5 个不同的 C 值使天线增益变化范围到 80dB。

(2) 静电场变化计 (快天线)。取时间常数 RC 为 70 μs , 频率响应的上限可以超过 1MHz, 时间分辨率可以达到 10 μs 。

旋转式大气静电场仪是根据导体在电场中产生的感应电荷的原理来测量大气电场的, 通常由大气电场感应器、信号处理电路、显示系统和雷暴警报器四部分组成。

测量雷电放电过程产生的磁场主要是用磁场天线, 其基本原理是利用磁通量密度的改变在天线上产生的感应电压来测量磁场的。以最简单的开口的环形天线为例, 开口的环形导线圈感应的电压等于环形面积和垂直于环形导线圈的磁通量时间导数的乘积。这个感应电压再经过串连 RC 电路的积分作用就可以得到通过环形天线的磁通量密度。另外, 由于

天线测量得到的信号幅值和待测磁通密度与环形天线面夹角的余弦成正比, 所以利用两个相互正交的环形天线就可以确定待测磁通密度的方向。这也是雷电定位系统中测量雷击点位置的磁方向角法的原理。

2.2.4.4 雷电定位系统

雷电定位系统 (Lightning Location System, LLS) 最早出现于美国, 对雷电活动进行预测, 以减少由雷电对航天飞机等设备造成的损失。现在随着探测手段的不断发展和测量精度的不断提高, 雷电定位系统已经逐渐发展成为一个可以连续监测所覆盖地区内的雷电活动, 特别是云地闪击的探测系统。它通过测量雷电磁波的方向、波形、幅值、传播距离等参数, 结合诸如全球卫星定位系统 (Global Positioning System, GPS)、地理信息系统 (Geographic Information System, GIS)、数字通信和计算机网络等技术, 给出云地闪击发生的地点、时间, 雷电流的幅值、极性、回击次数等信息。并在此基础上对雷电的发展趋势做出短期预报, 另外还可以通过长期的数据积累掌握雷电发生的规律和时空分布。该系统已经应用于电力系统中, 用于雷击事故的分析处理和雷击研究预测。

雷电定位系统的定位方法主要有磁方向角法 (MDF)、到达时间法 (TOA)、干涉法和超高频脉冲时差法 (LDAR) 四种, 通常采用前两种方法相结合的综合定位技术, 这种定位技术的定位精度约为 500m。

最具有代表性的雷电定位系统是美国的国家雷电探测网络 (National Lightning Detection Network, NLDN)。该网络从 1989 年组建, 包括 59 个 LPATS-III 型探测器和 47 个 IMPACT 探测器在内的共计 100 个探测器分布在全美国, 负责探测整个美国本土的云地闪击活动。探测器得到的数据通过卫星传送到位于 Tucson 的中央网络控制中心, 再由其将雷电资料整理后向用户发布。

除此之外, 还有法国开发的甚高频窄带干涉法雷电定位系统 (SAFIR 系统)。它不仅可以记录地闪, 也可以记录云闪, 同时提供三维的空间定位。欧洲、亚洲一些国家已建网使用。

我国从 20 世纪 80 年代末开始研究开发雷电定位系统, 至今已经历了三代发展, 在全国 25 个省 (区、市) 建立了电力系统雷电定位系统, 建立探测站 200 个, 中心站 28 个, 其中武汉高压研究所研制的系统占有 84% 的份额。这些雷电定位系统积累了大量的自然界雷电数据, 在电力系统的安全运行中发挥了重要的作用。另外, 这些雷电信息还可以广泛应用于气象、航空航天、军事、林业、交通运输、旅游等方面, 带来很大的社会效益。

2.2.4.5 卫星雷电探测系统

利用卫星进行雷电探测活动可以极大提高探测范围, 已有多颗静止气象卫星装载了记录闪电信号的观测仪器。

卫星进行雷电探测始于 1970 年美国空军发射的一颗军用气象卫星, 称为 DMSP 卫星。它是太阳同步轨道卫星, 其携带的高分辨率扫描仪可以获取可见光和红外图片。1995 年发射的气象卫星装载有光学瞬态探测器 (OTD), 其视野为 1300km \times 1300km, 空间分辨率为 10km, 在夜晚和白昼的探测效率分别为 (56 \pm 7)% 和 (44 \pm 9)%。而 1997 年发射的热带降雨探测任务卫星 (TMRR) 上搭载了闪电成像传感器 (LIS), 其视野为 580km \times 580km, 空间分辨率为 3.9km, 其在夜晚和白昼的探测效率分别为 (93 \pm 4)% 和 (73 \pm 11)%。星载雷电探测系统可以给出闪电发生时间、发生地点的经纬度、闪电光辐射能和持续时间等信息。

3 雷电的危害

雷电放电过程会产生幅值很高的雷电流、短时间内的局部高电位、雷电脉冲电磁场等强效应，从而对地面各种系统和建筑造成严重的破坏和损害。加之雷电活动具有很强的随机性和分散性，很难对其进行预测，所以会给人们的生产生活带来很大的损失。雷电活动的危害可以分为直接雷害和间接雷害两种，其中直接雷害是指雷直击受害系统，而间接雷害则包括感应和传导产生的危害。此外，雷电活动的破坏性还可以从雷电放电过程中产生的电效应、热效应和机械效应的角度分析。下面介绍电力系统和建筑物可能遭受的各种雷害。

3.1 雷电对电力系统的危害

雷电对电力系统的危害可以从输电线路、发电厂和变电所及配电系统几方面进行介绍。

3.1.1 雷电对输电线路的危害

架空输电线路由于大都地处旷野，而且绵延数千里，所以很容易遭受雷击。雷击是造成线路跳闸停电事故的主要原因。由于雷击产生的雷电过电压会使导线对地（避雷线和杆塔）发生闪络，之后工频电压会沿此闪络通道继续放电，进而发展形成工频电弧接地。此时的继电保护装置将会动作使线路断路器跳闸，影响正常送电。除此之外，雷击线路形成的雷电过电压波沿线路侵入变电所，经过复杂的折反射过程可能使电力设备承受很高的过电压，这也是危害变电所设备安全的重要因素。

雷击对输电线路产生的危害可以用雷电过电压表示，雷电过电压根据其成因可以分为两种，如图 8.5-8 所示。

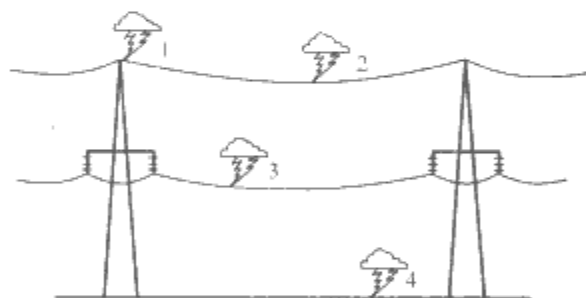


图 8.5-8 雷击输电线路部位示意图
1—杆塔；2—避雷线；3—导线；4—大地

(1) 直击雷过电压。雷电直接击中杆塔（见图 8.5-8 中的 1）、避雷线（见图 8.5-8 中的 2）或者导线（见图 8.5-8 中的 3）引起的线路过电压。

(2) 感应雷过电压。雷击线路附近大地（见图 8.5-8 中的 4），由于电磁感应在导线上产生的过电压。

运行经验表明直击雷过电压对电力系统的危害最大，而感应过电压只对 35kV 及以下的线路有威胁。

直击雷过电压根据雷击线路的不同部位可以分为两种：

(1) 雷击线路杆塔或者避雷线时，雷电流通过雷击点阻抗使该点对地电位大大升高。当雷击点与导线之间的电位差超过线路绝缘的冲击放电电压时，会对导线发生闪络，使导线出现过电压。因为杆塔或者避雷线的电位高于导线（绝对值），故通常称为反击。

(2) 雷电直接击中导线（无避雷线时）或者绕过避雷线（屏蔽失效）击于导线，直接在导线上引起过电压。这种情况通常称为绕击。

感应过电压是由于雷电放电过程所产生的空间电磁场在附近导线上感应形成的，它主要包含静电感应和电磁感应两

个分量。静电感应是由于在雷电主放电过程中，雷电通道发生电荷中和，电场迅速减弱，导致在原先被束缚在导线上的正电荷迅速释放，从而形成电压波向两侧传播；而电磁感应则是由于主放电产生的脉冲磁场在导线上感应形成过电压。

3.1.2 雷电对发电厂和变电所的危害

雷击对发电厂和变电所的危害主要来源于两个方面：

①雷直击于发电厂、变电站；②雷击输电线路产生的雷电过电压波沿线路侵入发电厂、变电所。由于雷击线路比较频繁，所以后者是造成发电厂、变电所雷害事故的主要原因。

雷击线路可以分为雷直击线路、雷击线路附近地面引起线路上感应过电压、云层中放电引起线路静电感应三类。这三类情况都会产生一个波头很陡的雷电波沿输电线路侵入变电所母线和一次设备上，尽管有装设在线路末端的避雷器的限制作用，但是侵入波仍有可能对设备绝缘造成冲击，导致设备损毁。

除此之外，雷击还会对二次系统产生干扰，主要表现在以下几方面：

(1) 侵入波的雷电流经避雷器入地，使得地网上的电位分布极不均匀，除了引起地电位升高以外，还将对屏蔽层接在地网上的弱电系统电缆产生干扰。

(2) 一部分幅值较低的侵入波雷电流进入变电所内后，出现在高压线路中的暂态电压会经过测量用的互感器（TA、TV、CVT）传递到二次回路。

(3) 雷击变电所内避雷线及杆塔，或者雷击变电所的结构件会产生一个很大的、流入接地系统的暂态电流，使得接地系统中各点（各接地装置处）产生很大的电位差，从而在电缆的屏蔽层等出现暂态骚扰电压，使通过电缆外皮的电流增加。

(4) 雷击还会产生空间电磁场，这会在二次系统上产生骚扰电压，影响二次系统的正常工作。

另外，雷击变电所附近的物体时，也将在弱电系统电缆上产生感应干扰。

3.1.3 雷电对配电系统的危害

配电系统因为其电压等级低，所以设备的绝缘水平和耐雷水平都比较低。在遭受直接雷击时，绝缘子都会闪络，可能出现绝缘子被击碎，导线熔断的情况。而雷电侵入波通过线路进入配电变压器会导致变压器的绝缘损坏烧毁。

在电力供应可靠性不断提高的今天，传统的裸导线在城市电网中应用是不合适的。风吹、结冰脱落、积雪，或是鸟类干扰都可能会导致导线摆动或碰撞，引起相间或对地短路。裸导线配电线路与城市绿化的树木之间矛盾突出，在大风和暴雨中，倒落的树木也会引起导线损坏。从空间角度看，采用裸导线的配电系统要求有大的相间距离和宽阔的走廊，这在我国城市用地日益紧张的趋势下其发展将受到制约。相比之下，配电线路绝缘化具有明显的优点：①供电的可靠和安全性大幅度提高。配电网采用绝缘导线可大大减少因碰线或接地引起的短路故障，绝缘层的存在使得导线断线落地后的安全性得到保证。研究表明如果不小心手触及带电的 10kV 配电绝缘导线表面，流过人体的感应电流不会构成危害。②缩短相间距离，减少占用空间，即缓解用地紧张的局面。③与电力电缆线路比较，能够降低线路建设或改造投资，避免道路开挖，施工简单和建设周期短。如采用紧凑型架设方式则这一优越性更为明显。可见绝缘导线确实解决了裸导线所不能解决的走廊和安全问题。

然而，随着绝缘导线在国内外的广泛应用，人们发现它虽然克服了传统裸导线的不足之处，但也带来了新的技术问

题,其中最主要的就是绝缘导线的断线问题。各国绝缘导线配线路的数据表明,雷击是采用绝缘导线的线路出现断线事故的主要原因。

在以前采用架空裸导线时,同样也会由于雷电(直击或感应)引起闪络事故,也存在工频续流的问题,但由于工频续流时电磁力的作用,电弧会沿着导线滑动,因而不是集中在某一点烧蚀,一般不存在断线问题。当线路采用绝缘导线时,电弧集中在某一点燃烧而不能滑动,最终导致导线的烧断。此时即使将继电保护跳闸时间调到0.2s,也将导致导线烧断。具体过程如下:在某种因素作用下先在绝缘层的某处产生局部损坏,为论述方便,这里被称为出现针孔。针孔的出现显著的降低了该处的绝缘水平,雷电冲击过后由于工频续流或泄漏电流发展到一定程度时就在此处产生稳定的工频电弧。此时针孔点附近的绝缘介质会阻凝电弧的移动,使弧根停留在破坏点燃烧,接触电阻产生的热应力将引起导线的局部破坏,接下来就是断线发生或是故障切除装置动作。由此可见,在工频续流形成之前导线绝缘层一定局部出现了损坏,发生这一损坏的原因绝大多数情况下是雷电过电压。

3.2 雷电对建筑物的危害

雷击对建筑物的损害可以导致建筑物自身的损坏和建筑物内居住的人员与物品的伤害,也包括内部系统的失效。这种损坏和失效可能扩展到建筑物周围,甚至影响到局部环境,而这种扩展的程度取决于建筑物的性质以及雷击的性质。

3.2.1 雷击导致建筑物受损的原因

雷击导致建筑物受损的原因根据雷击点相对于建筑物的位置可以分为四种情况:

(1) 雷击建筑物。这种情况可能导致:

1) 立即的机械损害。由于雷击等离子弧自身热引起的火灾和(或)爆炸,或者由雷击电流在导体上的阻值热(过热导体)引起的火灾和(或)爆炸,或者由充电导致(在熔化金属里)电弧腐蚀。

2) 火花触发的火灾和(或)爆炸。它是由于局部雷击电流通道上的电阻和电感耦合导致的过电压引起的。

3) 由于从电阻和电感耦合所引起的接触电压和跨步电压伤害了人身。

4) 由于雷击电磁脉冲使内部系统失效或工作失常。

(2) 雷击建筑物的邻近区域。这种情况可能导致由于雷击电磁脉冲使内部系统失效或工作失常。

(3) 雷击入户的公共设施。这种情况可能导致:

1) 火花触发的火灾和(或)爆炸。它是由于雷击电流通过入户公共设施传进去造成的。

2) 内部系统失效或工作失常。由于雷击电流使入户公共管线上出现过电压进入建筑物引起的。

(4) 雷击入户公共设施的邻近区域。可能导致内部系统失效或工作失常,这是由于雷击电流使入户公共管道上感应生成过电压进入建筑物引起的。对管线上或其邻近区域的雷击,在提供了连接到建筑物上等电位连接带后,则不会造成建筑物的损毁。

3.2.2 雷击可导致的建筑物及其内部设施和人身损害

(1) 由于接触和跨步电压伤害活体。

(2) 由于雷击电流的影响,包括火花造成的实体损害(火灾、爆炸、机械毁损、化学释放)。

(3) 由于雷击电磁脉冲使内部系统失效。

4 雷电防护措施

4.1 避雷针和避雷线

4.1.1 避雷针(线)的保护原理

当雷云放电接近地面时会使得地面电场发生畸变,在避雷针(线)的顶端形成局部电场强度集中的空间,以影响雷电先导放电的发展方向,引导雷电向避雷针(线)放电,再通过接地引下线和接地装置将雷电流引入大地从而使被保护物体免受雷击。避雷针(线)只能改变周围局部的地面电场,对雷云大地这个大电场的影响有限,而且雷云的漂移和先导放电的发展都存在随机性,所以只有先导放电发展到一定的高度 H 以后才会一定的范围内受到避雷针(线)的影响,从而对避雷针(线)放电。 H 称为定向高度,与避雷针(线)高度有关。根据模拟实验,当避雷针线高度 $h \leq 30\text{m}$ 时, $H \approx 20h$;当 $h > 30\text{m}$ 时, $H \approx 600\text{m}$,如图8.5-9所示。

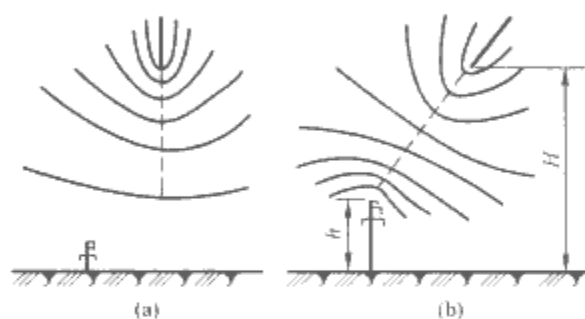


图 8.5-9 接地物体对雷电先导发展的影响

(a) 雷电先导很高时无影响;(b) 先导高度较低时有影响

4.1.2 避雷针(线)的保护范围

避雷针(线)的保护范围是指被保护物体再次空间范围内不致遭受雷击。我国标准中的保护范围是按照保护概率99.9%(即屏蔽失效率或绕击率0.1%)确定的。

4.1.2.1 单根避雷针的保护范围

单根避雷针的保护范围如图8.5-10所示,设避雷针的高度为 h ,被保护物体的高度为 h_x ,则避雷针的有效高度 $h_a = h - h_x$ 。在 h_x 高度上避雷针的保护范围半径 r_x 计算公式为当 $h_x \geq \frac{h}{2}$ 时,

$$r_x = (h - h_x)p = h_a p \quad (8.5-22)$$

当 $h_x < \frac{h}{2}$ 时,

$$r_x = (1.5h - 2h_x)p \quad (8.5-23)$$

式中: p 为高度影响系数,是考虑避雷针高度影响的校正系数,当 $h < 30\text{m}$ 时, $p = 1$;当 $30\text{m} < h \leq 120\text{m}$ 时, $p = 5.5/\sqrt{h}$;当 $h > 120\text{m}$ 时,按120m计算。

保护范围可以用图8.5-10所示的几何图来表示,从避雷针顶点向下做45°斜线,此斜线旋转而成的锥体,即构成

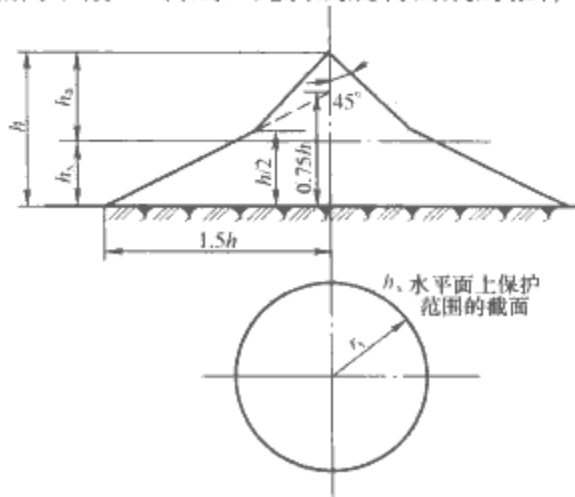


图 8.5-10 单根避雷针的保护范围

$h_x \geq h/2$ 的保护范围。而从地平面距避雷针 $1.5h$ 处向避雷针 $0.75h$ 高度做连线，此连线旋转而成的锥体构成了 $h_x < h/2$ 时的保护范围。

4.1.2.2 两根避雷针的保护范围

工程采用两根或者多根避雷线扩大保护范围。两根避雷线的保护范围如图 8.5-11 所示。

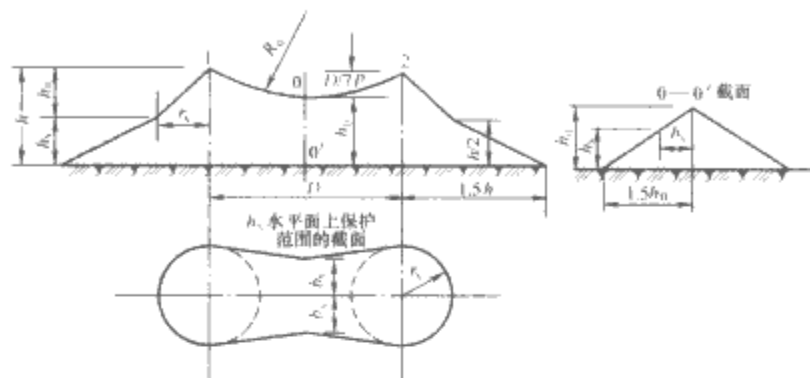


图 8.5-11 两根等高避雷针的保护范围

两针外侧的保护范围按单针方法确定，两针之间的保护范围由通过 1、0、2 三点的圆弧画出，0 点的高度 h_0 为

$$h_0 = h - \frac{D}{7p} \quad (8.5-24)$$

式中： D 为两针之间的距离； p 为高度影响系数；在 $0-0'$ 截面上高度为 h_x 的水平面上的最小保护宽度为 $2b_x$ ， b_x 按照图 8.5-12 确定，当 $b_x > r_x$ 时，取 $b_x = r_x$ 。

为了达到联合保护的效果，两针之间的距离与针高之比 D/h 不宜大于 5。

两避雷针不等高的情况，其保护范围可以按照图 8.5-13 确定。两针外侧的保护范围仍按照单针方法求出。两针之间的保护范围按以下步骤确定：首先作出高针 1 的保护范围，然后由低针 2 作水平线得到交点 3，再设 3 为一假想避雷线的顶点，按照双根登高避雷线的方法求出 2 和 3 之间的保护范围。

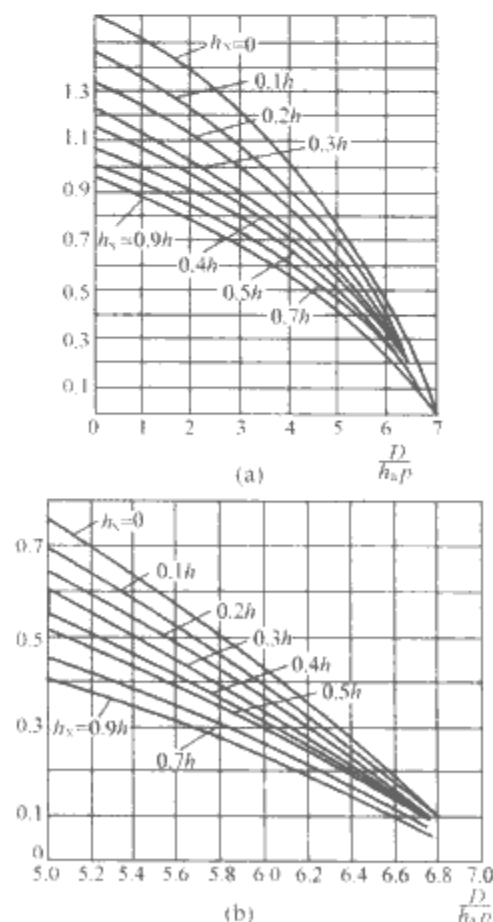


图 8.5-12 两等高避雷针间保护范围的一侧最小宽度 b_x 与 D/h_p 的关系
(a) $D/h_p = 0 \sim 7$ (b) $D/h_p = 5 \sim 7$

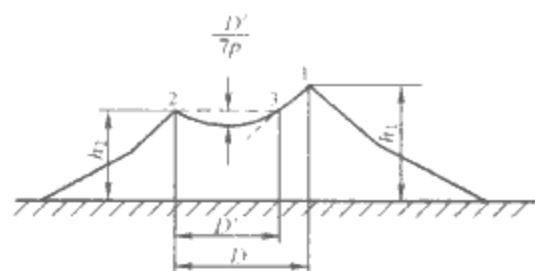


图 8.5-13 两根不等高避雷针的保护范围

4.1.2.3 多根避雷针的保护范围

由于发电厂和变电站的面积较大，实际上都是采用多根避雷线。图 8.5-14 所示为三根和四根等高避雷针的保护范围。

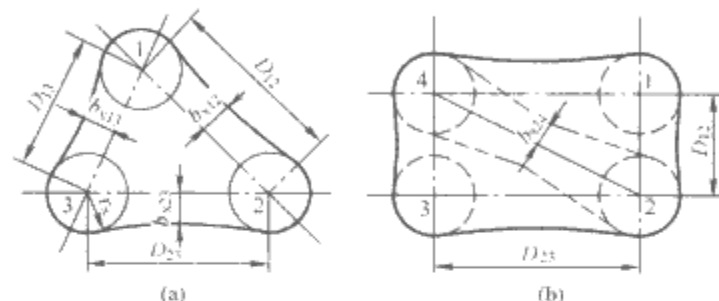


图 8.5-14 三根和四根避雷针的保护范围

(a) 三根避雷针的保护范围；(b) 四根避雷针的保护范围

对于三根避雷针，其外侧的保护范围分别按两根避雷针的方法确定，其内侧根据被保护物体的高度 h_x ，分别计算各相邻两针之间的保护范围，如果内侧的最小宽度都满足 $b_x \geq 0$ ，就认为整个 $\triangle 123$ 的面积都得到了保护。对于四根以上的多根避雷针的保护范围，可分隔成为两组以上的三根避雷针组，然后分别按三针的方法计算。

需要注意的是：

(1) 被保护的物体有多种，其高度各不相同，应注意的是根据哪一种高度而得到的保护范围，以便使所设计的避雷针起到全面的保护作用。

(2) 实际工程中大多是已知被保护物体的高度、宽度和位置，例如户外变电站，要确定避雷针的根数、位置和高度，还要考虑到避雷针与被保护物体间的允许距离，提出多种设计方案，经反复试算得出最优方案。

4.1.2.4 避雷线的保护范围

避雷线的保护原理与避雷针基本相同，但因其对雷云与大地间电场畸变的影响比避雷针小，所以其引雷作用和保护宽度比避雷针小，避雷线主要用来保护输电线路，也可以用来保护发电厂和变电站。

单根避雷线保护范围的计算如图 8.5-15 所示。

单根避雷线的保护范围可以按照下式计算 ($h \leq 30\text{m}$, $\theta = 25^\circ$)

$$\text{当 } h_x \geq \frac{h}{2} \text{ 时, } r_x = 0.47(h - h_x)p \quad (8.5-25)$$

$$\text{当 } h_x < \frac{h}{2} \text{ 时, } r_x = (h - 1.55h_x)p \quad (8.5-26)$$

两根避雷线的保护范围如图 8.5-16 所示。避雷线端部外侧的保护范围与单根时相同。两根避雷线之间的保护范围可通过弧 12 确定，其中 0 点高度 h_0 为

$$h_0 = h - \frac{D}{4p} \quad (8.5-27)$$

式中： D 为两避雷线之间的距离，m。

用避雷线保护输电线路时，常用保护角来表示避雷线对导线的保护程度。保护角是指避雷线和外侧导线的连线与垂

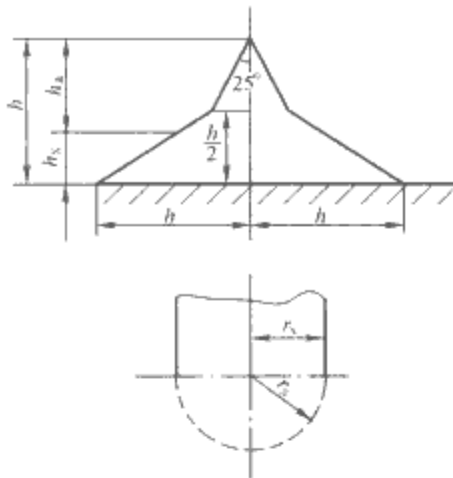


图 8.5-15 单根避雷线的保护范围

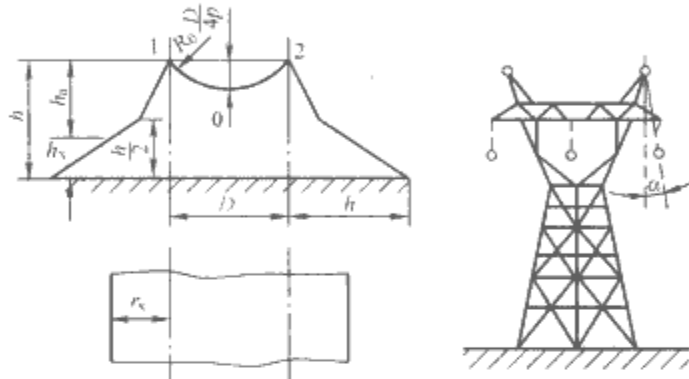


图 8.5-16 两根等高避雷线的保护范围

线之间的夹角，如图 8.5-16 中的保护角 α 。在高压输电线路的设计中，保护角一般取 $20^{\circ} \sim 30^{\circ}$ 即可认为导线已处于避雷线的保护范围之内，220~330kV 双避雷线线路，一般采用 20° 左右，500kV 线路一般不大于 15° ；山区宜采用较小的保护角。杆塔上两根避雷线的距离不应超过导线与避雷线垂直距离的 5 倍。

4.2 避雷器

4.2.1 避雷器的保护原理

避雷器是限制从线路传来的雷电过电压或由操作引起的内部过电压的一种电气设备。避雷器的保护原理和避雷针不同，它实质上是一种放电器，并联连接在被保护设备附近，当作用电压超过避雷器的放电电压时，避雷器即先放电，限制过电压的发展，从而保护了其他电气设备免遭击穿损坏。

如图 8.5-17 所示，图 8.5-17 (a) 中是保护间隙。当雷电侵入波超过保护间隙的击穿强度时，间隙被击穿，限制了侵入电气设备的过电压幅值。侵入波过去以后，间隙的绝缘强度应能自行恢复，一时电气设备能够继续运行。图 8.5-17 (b) 中是管形避雷器，它是一种特制的保护间隙，比普通的放电间隙具有更强的恢复绝缘强度的能力。图 8.5-17 (c)

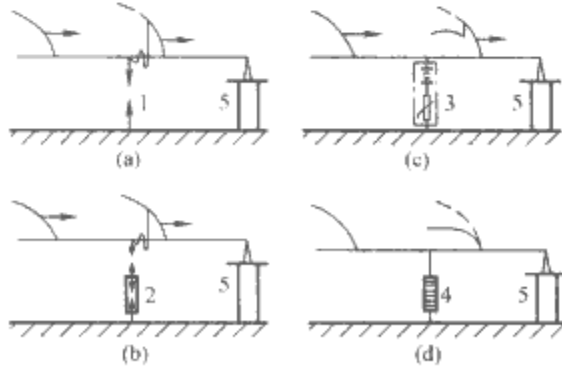


图 8.5-17 避雷器保护作用原理图

1—保护间隙；2—排气式避雷器；3—阀型避雷器；
4—氧化锌避雷器；5—被保护电气设备

中是阀型避雷器，其有许多短间隙串联组成放电间隙，为了改善放电性能，还串有碳化硅非线性阀片电阻，阀型避雷器的名称也由此而来。阀型避雷器有普通阀型避雷器和磁吹阀型避雷器两种。图 8.5-17 (d) 为氧化锌避雷器，也可把它归为阀型避雷器，但一般不需串联放电间隙，只由氧化锌非线性电阻片组成，是保护性能最好的一种避雷器。

4.2.2 避雷器的基本类型和结构

避雷器是电力系统过电压防护的最重要的设备，发展经历了保护间隙、管形避雷器、阀型避雷器（普通阀型避雷器和磁吹避雷器）、氧化锌避雷器的发展过程，见表 8.5-7。

表 8.5-7 过电压保护装置发展过程

| 开发年代 | 保护装置类型 |
|----------------|--|
| 19 世纪 70~80 年代 | 棒型放电间隙和熔丝 |
| 19 世纪末 | 角形保护间隙，防止雷击损坏设备绝缘而造成事故 |
| 20 世纪 20 年代 | 铝避雷器、氧化膜避雷器 |
| 20 世纪 30 年代 | 管式避雷器，主要用于发电厂、变电所进线和线路的保护 |
| 20 世纪 40 年代 | SiC 避雷器，用于交直流系统发变电设备的保护，20 世纪 40~50 年代迅速发展，并应用至今 |
| 20 世纪 50 年代 | SiC 磁吹避雷器、复合式避雷器 |
| 20 世纪 60 年代 | ZnO 压敏电阻，用于电子设备的保护 |
| 20 世纪 70 年代 | ZnO 避雷器，用于交直流电力系统发变电设备的保护，正逐渐取代 SiC 避雷器 |
| 20 世纪 80 年代 | 合成绝缘 ZnO 避雷器，包括线路防雷及深度限制操作过电压 |

从保护装置的发展过程看，大致可以分为两阶段和两大类：①保护间隙，包括普通棒型间隙、角间隙和管形限压装置等；②各类具有非线性电阻的阀型限压装置。

4.2.2.1 保护间隙和管形避雷器

保护间隙由主间隙和辅助间隙组成，辅助间隙防止主间隙被外物短路而误动作，如图 8.5-18 所示。

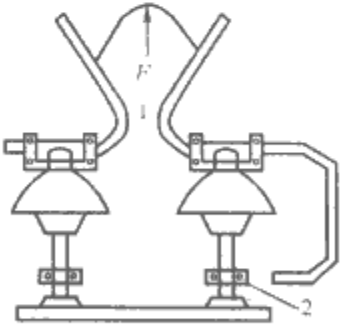


图 8.5-18 角形保护间隙

1—主间隙；2—辅助间隙；F—工频续流运动方向

保护间隙的缺点是灭弧能力低，只能熄灭中性点不接地系统不大的单相接地短路电流，有截波产生。在我国只用于 10kV 以下的配电网中。国外采用招弧角与线路绝缘子并联来保护绝缘子。

管形避雷器由内间隙和外间隙组成：外间隙的作用是正常运行时使产气管与工频电压隔离，如图 8.5-19 所示。产

气管由纤维、塑料或橡胶等在电弧高温作用下易于产生气体的材料制成。

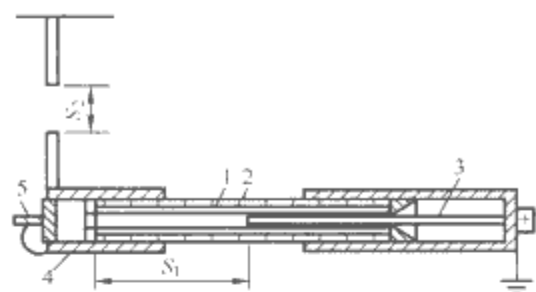


图 8.5-19 管形避雷器
1—产气管；2—胶木管；3—棒形间隙；
4—环形间隙；5—动作指示器

普通棒形间隙和角间隙没有专门的灭弧装置，可以和自动重合闸配合使用，而管形限压装置带有产气式灭弧管，可以熄灭更大的工频电弧。这些装置从保护性能来说存在两个重要的缺陷：

- (1) 动作时产生很陡的截波，对如电机和变压器等高压设备的纵绝缘造成严重危害。
- (2) 间隙放电的伏秒特性很陡，很难用来保护伏秒特性比较平坦的设备绝缘。

除此之外，它们的运行维护比较麻烦，只用于个别地段的保护，如变电站进线段、大跨距和交叉档距处。

4.2.2.2 普通阀型避雷器

阀型避雷器由火花间隙和非线性电阻串联组成。火花间隙由多个单个火花间隙组成，易于切断工频续流及防止电弧，如图 8.5-20 所示。避雷器用非线性电阻称为阀片。一支避雷器采用多个阀片，阀片为 SiC（金刚砂）电阻片，即 SiC 加结合剂（水玻璃等）在 300~500℃ 烧结而成。

阀片的非线性伏安特性可以表示为

$$U = CI^\alpha \tag{8.5-28}$$

式中：C 为与阀片材料和尺寸有关的常数； α 为非线性系数，与阀片材料有关，对普通阀型避雷器的低温阀片，一般 $\alpha \approx 0.2$ 。

静态伏安特性和动态伏安特性：将动态伏安特性上电压最大值和电流最大值延线交点的连线连接起来则为静态伏安

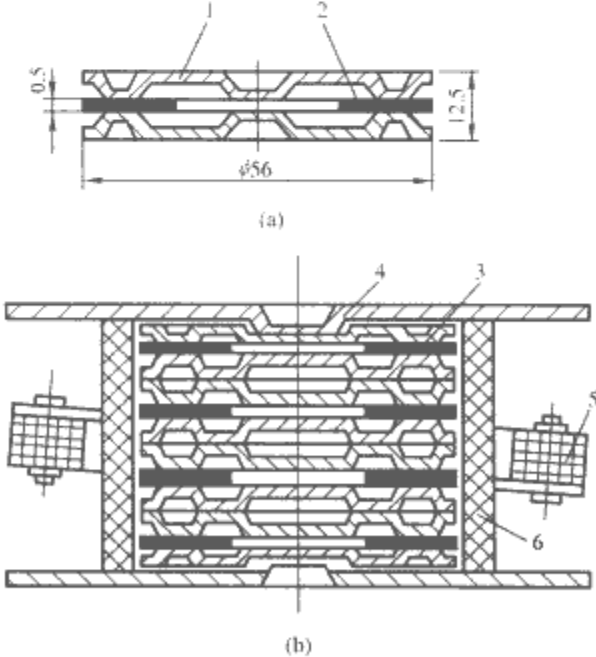


图 8.5-20 普通阀型避雷器的火花间隙
(a) 单个火花间隙的组成；(b) 多个火花间隙的组成
1—黄铜电极；2—云母垫片；3—单个火花间隙；4—黄铜盖板；
5—半环形分路电阻；6—瓷套管

特性。动态伏安特性是不同时刻电压和电流的关系曲线。

4.2.2.3 磁吹避雷器

磁吹避雷器的基本原理和结构与普通阀型避雷器相同，其主要差别在于采用灭弧能力较强的磁吹火花间隙和通流能力较大高温 SiC 阀片电阻，所以也称磁吹阀型避雷器。

磁吹火花间隙通常有两种：电弧旋转式和电弧拉长式。前者用于保护电压等级较低的设备，如旋转电机的保护；后者用于保护变电站。

磁吹避雷器的阀片在 1350~1390℃ 高温下烧结而成，为高温阀片，通流容量较大，非线性系数较高，可以达到 0.24。

4.2.2.4 复合式磁吹避雷器

复合式磁吹避雷器由基本元件、并联阀片和并联间隙组成。雷电过电压下并联间隙动作而操作过电压下并联间隙不动作。复合磁吹避雷器可以大幅度地降低残压。

常见磁吹避雷器的电气参数：

- (1) 额定电压。即正常工作时加在避雷器之上的工频工作电压。
- (2) 灭弧电压。即为了确保避雷器在工频续流第一次过零时灭弧所允许施加的最高工频电压。灭弧电压应大于避雷线工作母线上可能出现的最大工频电压，否则避雷器可能因不能熄弧而爆炸。
- (3) 工频放电电压。即避雷器发生放电的工频电压值，是衡量避雷器火花间隙绝缘强度的指标，避雷器工频放电电压的上限值。
- (4) 冲击放电电压。即冲击电压作用下避雷器的放电电压幅值，通常给出的是上限值（不大于）。
- (5) 残压。即雷电流流过避雷器时在阀片上产生的电压降。

4.2.2.5 ZnO 避雷器

(1) ZnO 非线性电阻片。ZnO 半导体陶瓷是以 ZnO 材料为主体，添加 Co_2O_3 、 MnO_2 、 Bi_2O_3 、 Sb_2O_3 等金属氧化物，在高温下烧结而成。ZnO 半导体陶瓷材料利用晶界势垒高阻层形成非线性伏安特性。根据晶界层的主要成分不同，又可分为 Bi 系、Pr 系及 Pb 系，其中 Bi 系在各领域得到广泛的应用，95% 以上的 ZnO 非线性电阻属于 Bi 系，如图 8.5-21 所示。ZnO 非线性电阻具有一系列的优良性能，主要有如下几个方面：



图 8.5-21 ZnO 阀片微观结构

- 1) 残压低，使限压装置具有优异的保护性能。由于具有优异的非线性伏安特性（见图 8.5-22），使雷电和操作过电压作用下残压降低，易于实现与被保护设备之间合理的绝缘配合，增强安全裕度，或者可以降低设备绝缘水平和造价。图 8.5-23 为 ZnO 和 SiC 非线性电阻伏安特性的比较，可以看出 ZnO 非线性电阻的特性明显优于 SiC 电阻。

- 2) 无续流，可以做成无间隙 ZnO 避雷器。ZnO 非线性

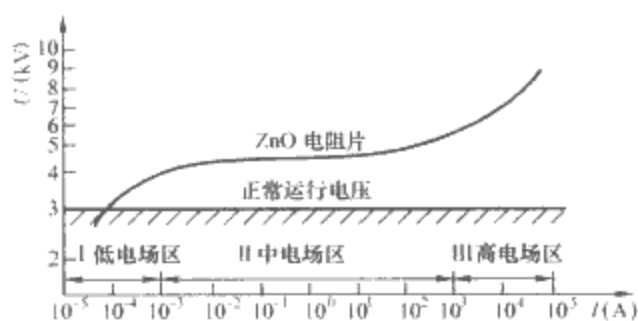


图 8.5-22 氧化锌阀片的伏安特性

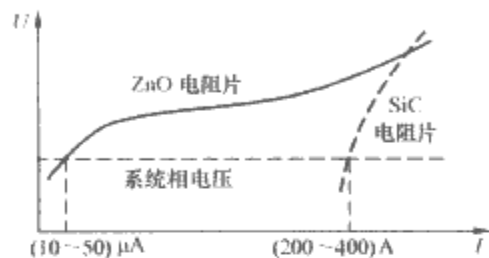


图 8.5-23 ZnO 与 SiC 非线性电阻伏安特性的比较

电阻在工作电压作用下的泄漏电流比 SiC 电阻小得多，仅为微安级，可以视为无续流，因此可以做成不带串联间隙的避雷器。去掉串联间隙使避雷器结构大大简化，体积和重量减小，而且在保护性能方面避免了间隙带来的放电分散性，时延以及受工作电压影响等缺点，因此无间隙是 ZnO 避雷器目前应用中的主流。

3) 动作时延小，陡波响应特性好。无间隙 ZnO 避雷器的陡波响应特性主要指陡波冲击电流作用下的电压响应。研究表明，ZnO 的导通时间很短，约为数十纳秒；ZnO 非线性电阻的陡波响应特性比放电间隙要好。

4) 通流容量大，吸收过电压能量的能力强。用作限压的非线性电阻要求有很大的通流容量，对 110kV 以上的限压装置要求具有 10kA 以上的雷电冲击电流 (8/20μs) 的耐受能力，具有承受 1000A 以上操作冲击电流 (2000μs 方波) 的多次作用。ZnO 半导体陶瓷具有很大的通流能力，与 SiC 相比，其单位面积的通流能力大 4~4.5 倍，而单位体积吸收的过电压能量，则可以大 4 倍左右。

(2) 氧化锌避雷器参数。

1) 额定电压。即正常工作时加在避雷器上的工频工作电压。

2) 持续运行电压。即允许长期施加在避雷器上的工频电压 (有效值)。

3) 动作起始电压 (参考电压)。即从小电流区进入大电流区的电压，直流 1mA 参考电压。

4) 压比。即 8/20μs 额定冲击电流时的残压与 1mA 参考电压之比，即 U_{10kA}/U_{1mA} ，压比越低，避雷器保护性能越好，实际产品的压比为 1.6~2.0。

5) 荷电率。即持续有效电压峰值与 1mA 直流参考电压之比。

(3) ZnO 避雷器的发展概况。

1) 瓷套氧化锌避雷器。实际所采用的传统瓷套氧化锌避雷器结构还有某些缺点，如容易内部受潮，使避雷器性能劣化，瓷套爆炸引起安全问题等，可能影响其在运行中的安全可靠。为了克服瓷套氧化锌避雷器在运行中的缺陷，满足电力系统对保护装置所提出的新需要，并扩大其应用范围，国外自 20 世纪 80 年代开始研制合成绝缘氧化锌避雷器，迄今合成绝缘氧化锌避雷器已经在国内外得到了较大的发展。

2) 合成绝缘氧化锌避雷器。合成绝缘氧化锌避雷器目前主要应用在以下几个方面：

a. 配电系统及变电站使用的合成绝缘避雷器。在我国自 20 世纪 90 年代以来，10kV 合成绝缘 ZnO 避雷器得到了很大的发展，已在全国各地投入运行。于 1993 年研制成功的 110~220kV 合成绝缘 ZnO 避雷器可直接悬挂在变电所的门型构架上或室内变电站的入口处。

b. 用于输电线路限制雷电过电压的合成绝缘 ZnO 避雷器。为了提高供电可靠性，提出了在线路上装设避雷器来减少线路雷击事故要求，而瓷套 ZnO 避雷器由于重量大及安全问题，难以满足上述要求。

c. 用于输电线路深度限制操作过电压的合成绝缘 ZnO 避雷器。

在超高压和特高压线路进行操作时，过电压幅值沿线分布是不均匀的，一般线路中间的过电压幅值比两端高，特别是线路长度较长 (400~500km 或以上) 时，将高出较多，这将对深度限制过电压水平带来困难。沿线装设避雷器将显著改善过电压沿线分布，同时可以降低单组避雷器所承受的通流能力要求。

合成绝缘 ZnO 避雷器与瓷套避雷器相比具有许多优点，主要有如下几个方面：

- (1) 在很大程度上消除了避雷器内部受潮的隐患。
- (2) 从根本上消除避雷器裙套爆炸的危险。
- (3) 重量轻，体积小，扩大了避雷器的使用范围。
- (4) 耐污性能好。
- (5) 散热特性好。
- (6) 制造工艺简单。

ZnO 避雷器的出现又从根本上解决了对避雷器特性的要求，其中最关键的是 ZnO 电阻所具有的优异的非线性伏安特性，不仅残压大大降低，而且有可能避免放电间隙带来的一系列问题。可以认为，ZnO 避雷器的研制成功和推广应用是 20 世纪 70 年代以来过电压保护方面所取得的突出科研成果，使电力系统和电子设备的过电压防护技术达到了一个新的水平。

4.2.3 对避雷器的基本要求

(1) 具有良好的伏秒特性，以易于实现合理的绝缘配合。图 8.5-24 (a) 中避雷器的伏秒特性曲线有一大部分 ($t \leq t_1$) 高于电气设备的伏秒特性。在冲击电压特别是陡波头 ($\tau < t_1$) 电压的作用下，电气设备就会先被击穿，因而避雷器起不到保护作用。图 8.5-24 (b) 中虽然避雷器的伏秒特性整个低于电气设备的伏秒特性，在冲击电压下可以起到保护作用，但是其伏秒特性过低，甚至低于电气设备上可能出现的最高工频电压，这样就会使避雷器误动作，因而也无法起到应有的保护作用。图 8.5-24 (c) 中的情况才比较合理。由此可见，位置低而且较平直的伏秒特性更易于实现合理的绝缘配合。工程上用冲击系数来反映伏秒特性的形状。冲击系数是指冲击放电电压与工频放电电压之比，冲击系数越小，伏秒特性越平坦，保护性能越好。放电过程具有分散性，所以实际的伏秒特性曲线是一条带状面积，就某一条确定的伏秒特性来说，它还具有放电分散决定的上下限。实际与电气设备的配合中应该考虑这一因素，如图 8.5-24 (d) 所示，避雷器伏秒特性的上限应该不超过电气设备伏秒特性的下限。

(2) 应有较强的绝缘强度自恢复能力，以利于快速切断工频续流，使电力系统得以继续运行。避雷器在冲击电压作用下放电，造成系统对地短路。此后工频电压相继作用在避

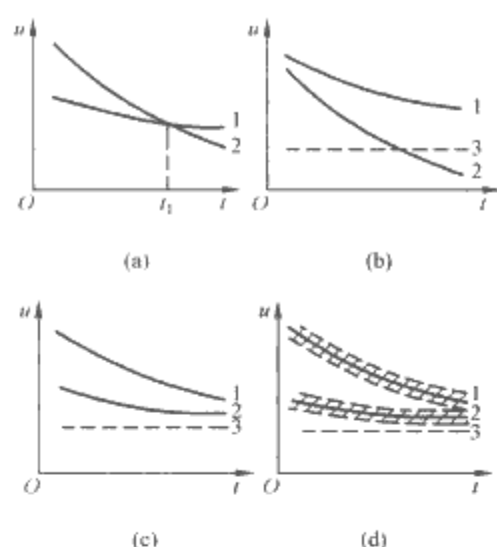


图 8.5-24 避雷器与电气设备的伏秒特性配合

1—电气设备的伏秒特性；2—避雷器的伏秒特性；
3—电气设备上可能出现的最高工频电压

雷器上，使其中开始通过工频短路接地电流，这样的短路接地电流称为工频续流。一般要求工频续流在第一次过零值时刻切断，这就要求该时刻避雷器间隙绝缘强度的恢复程度高于避雷器上的恢复电压的增长程度，如图 8.5-25 所示。当间隙的绝缘强度恢复程度低于避雷器上恢复电压的增长程度时，间隙会在 t_1 时刻发生重新击穿，使电弧重燃。恢复电压是以工频电压为基础的高频振荡。为了便于比较，将工频续流第一次过零后间隙所能承受的不致引起电弧重燃的最大工频电压称为避雷器的灭弧电压。灭弧电压越高，避雷器性能越好。

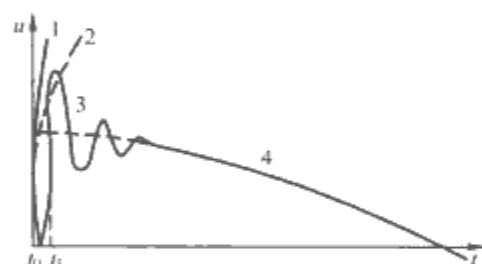


图 8.5-25 避雷器间隙的绝缘强度的恢复过程示意图

1、2—绝缘强度恢复曲线；3—恢复电压；4—工频电压；
 t_0 —工频续流过零时刻； t_1 —避雷器间隙重燃时刻

4.3 防雷接地

防雷接地是指针对雷电防护的需要，采取的减小接地电阻，降低雷电流通过时地电位升高的一系列措施和装置。按照接地装置区分，除了防雷接地外，还有工作接地和保护接地两种。这里主要介绍防雷接地。

4.3.1 接地和接地电阻的基本概念

4.3.1.1 接地

接地是指将地面上的金属物体或电气回路的某一节点通过导体与大地相连，使该物体或节点与大地经常保持等电位。

4.3.1.2 接地装置

接地装置是指埋设于地下的一组人工接地导体，其功用是减小接地电阻，以降低雷电流通过时避雷针（线）或者避雷器上的过电压。

4.3.1.3 接地电阻

接地点的电位 U 与接地电流 I 的比值定义为接地电阻 R ， $R=U/I$ 。接地电阻是大地阻抗效应的总和，所以应该更

确切的称为接地阻抗。

4.3.1.4 工频接地电阻和冲击接地电阻

对于工作接地和保护接地来说，接地电阻是指工频或直流流过时的电阻，通常称为工频（或直流）接地电阻 R_{\sim} ；而在防雷接地中，通常关心的是冲击接地电阻 R_i ，是指接地体上的冲击电压幅值与冲击电流幅值之比，实际上也是接地阻抗。

4.3.1.5 冲击系数

由于同一接地装置具有不同的冲击接地电阻和工频接地电阻，所以定义两者之比为冲击系数 α

$$\alpha = \frac{R_i}{R_{\sim}} \quad (8.5-29)$$

4.3.2 防雷接地的特点

防雷接地从物理过程来看和其他两种接地存在两点区别：

(1) 雷电流幅值大。这会导致地中电流密度增大，从而提高地中电场强度，当其超过土壤击穿场强时会发生局部火花放电，使土壤电导增大。因此同一接地装置在幅值很高的雷电冲击电流作用下，其接地电阻要小于工频电流下的数值，这一过程称为火花效应。

(2) 雷电流等值频率高。这会使接地体本身呈现明显的电感作用，阻碍电流向接地体的远端流通。这种影响对长度较大的接地体更为显著，结果使得接地电阻值大于工频接地电阻，这一现象称为电感效应。

4.3.3 工程实用接地装置

工程实用接地装置主要由扁钢、圆钢、角钢或钢管组成，埋于地表下 0.5~1m。工程接地装置最重要的参数是接地电阻，其计算公式为

$$\begin{aligned} R &= \frac{U}{I} = \frac{U}{\oint_S j_n dS} = \frac{U}{\oint_S \frac{E_n}{\rho} dS} = \frac{U}{\frac{1}{\epsilon \rho} \oint_S D_n dS} \\ &= \frac{\epsilon \rho U}{Q} = \frac{\epsilon \rho}{C} \end{aligned} \quad (8.5-30)$$

式中： j_n 为电流密度， A/m^2 ； E_n 为电场强度， V/m ； ρ 为土壤电阻率， $\Omega \cdot m$ ； ϵ 为介电常数， F/m ； C 为接地体对无穷远处的电容， F 。

一些典型接地体的接地电阻计算公式如下。

4.3.3.1 垂直接地体

$$R = \frac{\rho}{2\pi l} \ln \frac{4l}{d} \quad (8.5-31)$$

式中： l 为接地体的长度， m ； d 为接地体的直径， m 。当采用扁钢时， $d=b/2$ ， b 为扁钢宽度；当采用角钢时， $d=0.84b$ ， b 是角钢每边的宽度。

当 n 根垂直接地体时，总接地电阻 R_{Σ} 可按并联电阻计算，并考虑各根接地体之间的屏蔽作用，计算公式为

$$R_{\Sigma} = \frac{R}{\eta} \quad (8.5-32)$$









式中： η 为利用系数， $\eta=0.65\sim0.8$ 。

4.3.3.2 水平接地体

$$R = \frac{\rho}{2\pi L} \left(\ln \frac{L^2}{dh} + A \right) \quad (8.5-33)$$

式中： L 为接地体的总长度， m ； h 为接地体的埋设深度， m ； A 为表示因受屏蔽影响而使接地体电阻增加的屏蔽系数，其值见表 8.5-8。

表 8.5-8 水平接地体屏蔽系数

| 序号 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
|--------|---|---|---|---|---|---|---|--|
| 接地体形式 |  |  |  |  |  |  |  |  |
| 屏蔽系数 A | 0 | 0.38 | 0.48 | 0.87 | 1.69 | 2.14 | 5.27 | 8.81 |

式 (8.5-30) ~ 式 (8.5-33) 是计算工频接地电阻值, 计算雷电流作用下的冲击接地电阻时还需要用冲击系数 α 校正, α 的数值根据计算分析和实验得到。以下给出典型的冲击系数 α 的计算公式。

对铁塔接地装置

$$\alpha = 0.74\rho^{-0.4}(7.0 + \sqrt{L})[1.56 - \exp(-3.0I_i^{-0.4})] \tag{8.5-34}$$

式中: I_i 为流过杆塔接地装置或单独接地极的冲击电流, kA; ρ 为土壤电阻率, $\Omega \cdot \text{m}$ 。

对钢筋混凝土杆放射型接地装置

$$\alpha = 1.36\rho^{-0.4}\{1.3 + \sqrt{L}[1.55 - \exp(-4.0I_i^{-0.4})]\} \tag{8.5-35}$$

对钢筋混凝土杆环型接地装置

$$\alpha = 2.94\rho^{-0.5}(6.0 + \sqrt{L})[1.23 - \exp(-2.0I_i^{-0.3})] \tag{8.5-36}$$

对单独垂直接地极

$$\alpha = 2.75\rho^{-0.4}(1.8 + \sqrt{L})[0.75 - \exp(-1.5I_i^{-0.2})] \tag{8.5-37}$$

对从一端施加冲击电流的水平接地极

$$\alpha = 1.62\rho^{-0.4}(5.0 + \sqrt{L})[0.79 - \exp(-2.3I_i^{-0.2})] \tag{8.5-38}$$

对从中间施加冲击电流的水平接地极

$$\alpha = 1.16\rho^{-0.4}(7.1 + \sqrt{L})[0.78 - \exp(-2.3I_i^{-0.2})] \tag{8.5-39}$$

在我国电力行业标准 DL/T 621—1997《交流电气装置的接地》中, 杆塔自然接地极的效果仅在 $\rho \leq 300 \Omega \cdot \text{m}$ 才加以考虑, 其冲击接地系数的计算公式为

$$\alpha = \frac{1}{1.35 + \alpha_i I_i^{1.5}} \tag{8.5-40}$$

式中: α_i 对钢筋混凝土杆、钢筋混凝土桩和铁塔的基础 (一个塔脚) 为 0.053, 对装配式钢筋混凝土基础 (一个塔脚) 和拉线盘 (带拉线棒) 为 0.038。

4.3.3.3 伸长接地体

在土壤电阻率较高的岩石地区, 为了减小接地电阻, 有时需要加大接地体的尺寸, 主要是增加水平埋设的扁钢的长度, 通常称之为伸长接地体。

雷电流的等值频率较高, 接地体本身的电感影响将会随着接地体长度的增加而加大。图 8.5-26 所示为不同条件下伸长接地体的冲击阻抗的比较, 其冲击电流的等值波头 $3\mu\text{s}$, 土壤击穿场强 $14\text{kV}/\text{cm}$ 。可以看出, 伸长接地体只是在 $40\sim 60\text{m}$ 范围内有效, 超过这一范围接地体阻抗基本上不再变化。伸长接地体的合理长度参考表 8.5-9 选取。

表 8.5-9 伸长接地体的合理长度

| 土壤电阻率 ($\Omega \cdot \text{m}$) | 500 | 1000 | 2000 |
|-----------------------------------|-------|-------|-------|
| 伸长接地体长度 (m) | 30~40 | 45~55 | 60~80 |

另外, 由于在雷电流作用下接地极只有一部分被利用, 所以引入接地极有效长度的概念, 并给出不同接地极的有效

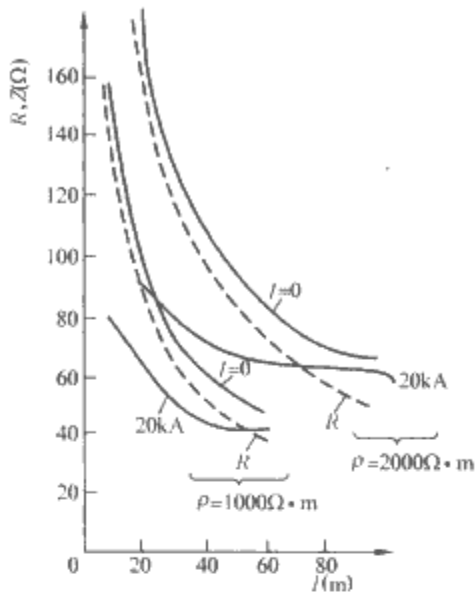


图 8.5-26 伸长接地体的冲击阻抗

长度计算公式如下:

(1) 普通垂直接地极, 其单臂有效长度为

$$l_e = 9.21(\rho\tau)^{0.250}/I_m^{0.097} \tag{8.5-41}$$

式中: τ 为雷电流波头时间; ρ 为土壤电阻率; I_m 为雷电流峰值; l_e 为有效长度。

(2) 单端注入电流的普通水平接地极, 其单臂有效长度为

$$l_e = 6.528(\rho\tau)^{0.379}/I_m^{0.097} \tag{8.5-42}$$

(3) 从中间点注入雷电流的水平接地极, 其单臂有效长度为

$$l_e = 7.683(\rho\tau)^{0.379}/I_m^{0.097} \tag{8.5-43}$$

(4) 从中心点注入雷电流的四臂星形水平接地极, 其单臂有效长度为

$$l_e = 8.963(\rho\tau)^{0.379}/I_m^{0.097} \tag{8.5-44}$$

(5) 对采用降阻剂的垂直接地极, 其单臂有效长度为

$$l_e = 8.23(\rho\tau)^{0.250}/I_m^{0.097} \tag{8.5-45}$$

(6) 采用降阻剂的单端注入电流的水平接地极, 其单臂有效长度为

$$l_e = 5.222(\rho\tau)^{0.379}/I_m^{0.097} \tag{8.5-46}$$

(7) 从中间点注入雷电流的采用降阻剂的水平接地极, 其单臂有效长度为

$$l_e = 6.531(\rho\tau)^{0.379}/I_m^{0.097} \tag{8.5-47}$$

(8) 对于从中心点注入雷电流的采用降阻剂的四臂星形水平接地极, 其单臂有效长度为

$$l_e = 8.067(\rho\tau)^{0.379}/I_m^{0.097} \tag{8.5-48}$$

裹有降阻剂后接地极的有效长度明显减小, 约减小 10%~20%。这是因为接地极裹有降阻剂后相当于增大了接地极的截面积, 有利于接地极的散流, 因而有效长度减小。

5 电力系统的雷电防护

雷电已经成为危害电力系统的主要因素, 因此必须采取专门的防护措施, 以下从输电线路、发电厂、变电站和配电系统几个方面介绍电力系统的雷电防护。

5.1 输电线路的雷电防护

5.1.1 架设避雷线

这是超高压线路防雷的基本措施, 其主要作用是防止直接雷击导线, 同时还有分流作用以减小流经杆塔入地的电流, 从而降低塔顶电位; 通过对导线的耦合作用可以减小线路绝缘承受的电压; 另外, 对导线还有屏蔽作用, 可以降低

感应过电压。

110kV 及其以上电压等级的线路一般都应全线架设避雷线；35kV 及以下电压等级的线路则一般不再全线架设避雷线。避雷线的保护角大都取 20°~30°。

500kV 及以上的超高压、特高压线路都架设双避雷线，保护角在 15°以下。国外还有许多超高压线路根据电气几何模型确定保护角，要求绕击闪络区为零。

为了降低正常运行时避雷线中感应电流的附加损耗和利用避雷线兼做高频通道，超高压线路常将避雷线通过一个小间隙接地。正常运行时避雷线对地绝缘，雷击时间隙被击穿，避雷线接地。

5.1.2 降低杆塔接地电阻

降低杆塔接地电阻对于一般高度的杆塔来说是提高线路耐雷水平降低雷击跳闸率的有效措施。标准要求的杆塔接地电阻值见表 8.5-10。

| 表 8.5-10 线路杆塔的工频接地电阻 | | | | | |
|----------------------|------|---------|----------|-----------|-------|
| 土壤电阻率 (Ω·m) | ≤100 | 100~500 | 500~1000 | 1000~2000 | >2000 |
| 接地电阻 (Ω) | ≤10 | ≤15 | ≤20 | ≤25 | ≤30 |

在土壤电阻率低的地区，应充分利用铁塔、钢筋混凝土杆的自然接地电阻。在高土壤电阻率地区，用一般方法难于降低土壤电阻率时，可采用多根放射形接地体，或连续伸长接地体，或采用某种有效的降阻剂降低接地电阻值。

5.1.3 架设耦合地线

在降低杆塔接地电阻有困难时，可采用架设耦合地线的措施，即在导线下方架设一条接地线。它具有分流作用，又加强了避雷线对导线的耦合，可使线路绝缘上的过电压降低。运行经验表明，耦合地线对降低线路的雷击跳闸率效果显著，约可降低 50%。

5.1.4 采用消弧线圈接地方式

在雷电活动强烈，接地电阻又难于降低的地区，110kV 及以下电压等级的电网可采用系统中性点不接地或者经过消弧线圈接地的方式，这样可使绝大多数雷击单相闪络接地故障被消弧线圈消除，不至于发展成为持续工频电弧。而当雷击引起两相或者三相闪络故障时，第一相闪络并不会造成跳闸，先闪络的导线相当于一根避雷线，增加了分流和对未闪络相的耦合作用，使未闪络相绝缘上的电压下降，从而提高了线路的耐雷水平。我国的消弧线圈接地方式运行效果较好，雷击跳闸率大约可以降低 1/3。

5.1.5 加强绝缘

对于输电线路的个别大跨越高杆塔地段，落雷机会增多；塔高等值电感增大，塔顶电位高，感应过电压也高；绕击的最大雷电流幅值大，绕击率高。这些都增高了线路的雷击跳闸率。为了降低跳闸率，可在高杆塔上增加绝缘子串的片数，加大大跨距档的导、地线之间的距离，以加强线路绝缘。

5.1.6 采用不平衡绝缘方式

在现代高压和超高压线路中，采用同杆并架双回线路的日益增多。为了降低雷击时同杆双回路的同时跳闸率，当用通常的防雷措施无法满足要求时，可考虑采用不平衡绝缘方式，也就是使两回线的绝缘子片数有差异。这样，雷击时绝缘子片数少的回路先闪络，闪络后的导线相当于地线，增加了对另一回路导线的耦合作用，使其耐雷水平提高不再发生闪络，保证线路继续送电。一般认为两回路绝缘水平的差异宜为√3倍相电压（峰值），差异过大会使线路的总跳闸率增加。

5.1.7 装设自动重合闸

由于线路绝缘具有自动恢复性能，大多数雷击造成的冲击闪络在线路跳闸后能够自行消除，因此安装自动重合闸装置对降低线路的雷击事故率效果较好。据统计，我国 110kV 及以上的高压线路重合闸成功率达 75%~95%，35kV 及以下的线路约为 50%~80%。因此各级电压的线路都应尽量装设自动重合闸装置。

5.1.8 安装线路避雷器

安装线路避雷器是指将复合外套避雷器安装到线路雷电活动强烈或土壤电阻率很高、降低杆塔接地电阻有困难的线段，以提高线路的耐雷水平。运行经验表明，采用线路避雷器后能够消除或大大减少线路的雷击跳闸事故。

图 8.5-27 所示为清华大学设计的线路防雷用带间隙的复合外套 ZnO 避雷器的具体结构和安装形式。

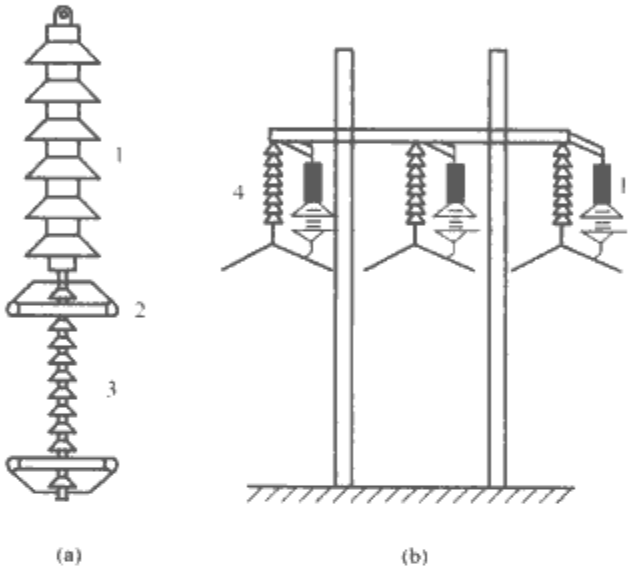


图 8.5-27 安装在输电线路上的带有间隙的复合外套 ZnO 避雷器
(a) 结构；(b) 安装形式
1—避雷器本体；2—串联放电间隙；3—支撑绝缘子；
4—线路绝缘子串

5.2 发电厂、变电所的雷电防护

根据发电厂、变电所可能遭受的雷害来源，将这两个区域的雷电防护分为直击雷防护和侵入波防护。以下主要从这两方面介绍相关的雷电防护措施，另外对发电厂、变电所内的主要电气设备的雷电防护也加以介绍。

5.2.1 发电厂、变电所的直击雷防护

通常防护发电厂和变电所免受直接雷击的方法是装设避雷针或避雷线。

5.2.1.1 避雷针保护

避雷针的装设可分为独立避雷针和构架避雷针两种。独立避雷针有造价低廉、便于布置的优点，但因构架离电气设备较近，更应注意满足不发生反击的要求。

对避雷针与被保护物体之间的空气间隙 S_a 和避雷针与被保护物体接地装置之间的地中距离 S_e 的要求为

$$\begin{aligned} S_a &\geq 0.2R_i + 0.1h \\ S_e &\geq 0.3R_i \end{aligned} \tag{8.5-49}$$

式中： R_i 为避雷针接地装置的冲击接地电阻，Ω； h 为被保护设备的高度，m。

对于 110kV 及以上的配电装置，由于电气设备的绝缘水平较高，在土壤电阻率不高的地区不易发生反击，因此一般允许将避雷针装设在配电装置的构架上；但在土壤电阻率大于 1000Ω·m 的地区，宜装设独立避雷针。

装设避雷针的构架还应就近埋设辅助集中接地装置。辅助装置与变电所接地网的连接点,离主变压器与接地网的连接点之间的电气距离不应小于15m。另外,为了保护变压器的安全,一般不允许在变压器的门型构架上装设避雷针。

5.2.1.2 架空避雷线保护

架空避雷线基本上有两种布置形式:

(1) 避雷线一端经配电装置构架接地,另一端经绝缘子串与厂房建筑物绝缘 [见图 8.5-28 (a)]。当有两根以上一端绝缘的避雷线并行架设时,为了降低雷击时的过电压,有时还将所有避雷线的绝缘端连接起来,形成一个封闭的架空接地网。

(2) 避雷器两端都接地 [见图 8.5-28 (b)]。例如将变电所进线段的架空避雷线延伸至变电所内,通过构架接地并形成一架空地网。

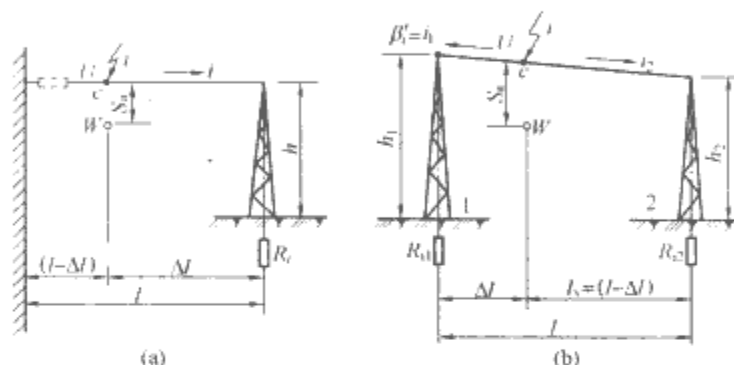


图 8.5-28 架空避雷线示意图

对避雷线与被保护设备之间的空气间隙距离 S_a 、避雷线接地装置与被保护设备接地装置之间的地中距离 S_e 的要求,当避雷线一端绝缘时为

$$S_a \geq 0.2R_i + 0.1(h + \Delta l) \quad (8.5-50)$$

$$S_e \geq 0.3R_i$$

当避雷线两端接地时为

$$S_a \geq \beta[0.2R_i + 0.1(h + \Delta l)] \quad (8.5-51)$$

$$S_e \geq 0.3\beta R_i$$

另外,要求 S_a 不宜小于 5m, S_e 不宜小于 3m。

避雷线一端绝缘时的绝缘子片数按雷击绝缘子串近旁避雷线不致使绝缘子串闪络的条件选择。

避雷针和避雷线接地装置的工频接地电阻一般不宜大于 10Ω 。

5.2.2 变电所的雷电侵入波防护

变电所雷电侵入波的防护可以分为两部分:

(1) 限制从线路传来的侵入波的陡度,限制流过避雷器的雷电流。这主要由进线段保护实现。

(2) 合理确定变电所的保护进线方式。这包括选择避雷器的形式、参数,确定避雷器的装设数量和位置(避雷器和电气设备之间的距离),使所有设备都能得到有效的保护。

选择避雷器时应根据变电所的持续运行电压、系统中性点接地方式、变电所出线断路器两侧工频电压升高、对防雷可靠性的要求等具体情况,尽可能采用性能优异,保护水平(放电电压、残压)低的避雷器。

确定避雷器的防护距离可以根据设备的具体保护要求,并按下式计算

$$l_m = \frac{U_v - U_r}{2 \frac{a}{v} k} \quad (8.5-52)$$

式中: l_m 为避雷器的最大保护距离, m; a 为侵入波陡度,

kV/ms; U_v 为被保护设备的冲击耐压强度, kV; U_r 为避雷器的额定残压, kV; v 为侵入波的传播速度, m/s。

变电所的防护接线通常要保证在每一段可能单独运行的母线上都有一组避雷器,这样就可以使整个变电所得到保护。只有当母线或设备连接线很长的大型变电所,或者靠近大跨越、高杆塔的特殊变电所,经过计算或者试验证明以上布置不能满足要求时,才考虑需要在合适的位置增设避雷器。

一般的 500kV 敞开式变电所的保护接线是在每回线路入口的出线断路器的线路侧装设一组线路型避雷器,在每台变压器的出口装设一组电站型避雷器;如果线路入口有并联电抗器,并且通过断路器进行操作,则在电抗器侧增设一组避雷器。

5.2.3 变电所的进线段防护

进线段保护是指在临近变电所 1~2 km 的一段线路上加强防雷保护措施。当线路全线无避雷线时,这段线路必须架设避雷线;当线路全线有避雷线时,应使这段线路具有更高的耐雷水平。

5.2.3.1 35kV 及以上架空进线段的保护

图 8.5-29 所示为 35kV 及以上变电所的进线段保护接线图。图 8.5-29 (a) 是 35~110kV 线路全线无避雷线时进线段保护的标准接线方式,其中 FE 是排气式避雷器, F 是变电所内的阀型(含氧化锌)避雷器。图 8.5-29 (b) 是全线有避雷线时的进线段保护接线。在进线段内,避雷线的保护角应该适当减小,以降低绕击率,并采取适当措施提高耐雷水平。

另外,在图 8.5-29 中的排气式避雷器 FE,对于一般线路不必装设,如图中虚线所示。对于进线的断路器或隔离开关在雷雨季节可能经常处于开路状态,而线路又经常带电的线路(热备用状态),需装设 FE。

5.2.3.2 35kV 及以上电缆进线段的保护

对 35kV 及以上电缆进线段,在电缆与架空线的连接处,由于波的多次折射、反射,可能形成很高的过电压,因而一般需要装设避雷器保护;避雷器的接地端应与电缆金属外皮相连。对三芯电缆,末端的金属外皮应直接接地;对单芯电缆,因为不许外皮流过工频感应电流而不能两端同时接地,又需限制末端形成很高的过电压,所以应经 ZnO 电缆护层保护器(FC)或者保护间隙(FG)接地,如图 8.5-30 所示。

如若电缆长度不长,或虽然较长,但经校验装设一组 ZnO 避雷器既能满足要求时,图 8.5-30 中可以只装设 F1 或者 F2。

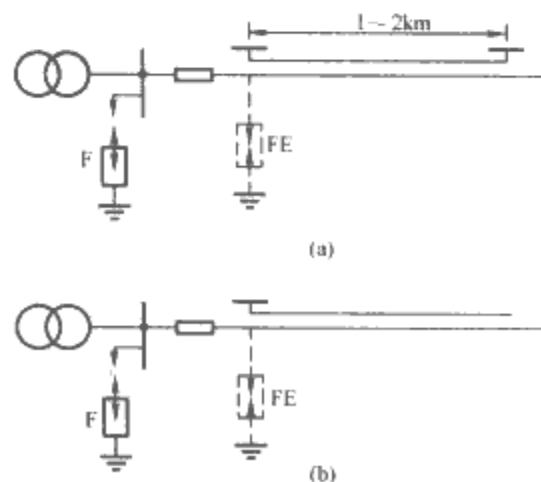


图 8.5-29 变电所的进线段保护接线
(a) 全线无避雷线; (b) 全线有避雷线

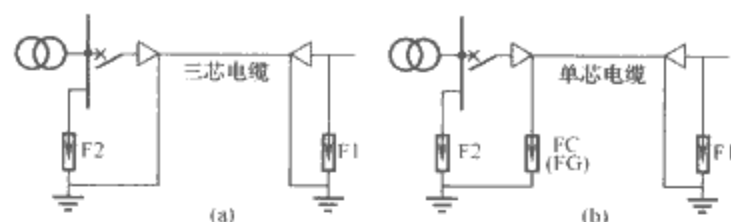


图 8.5-30 35kV 及以上电缆进线段的保护接线

如若电缆长度较长，且断路器在雷雨季节可能经常开路运行时，为了防止开路端全反射形成很高的过电压损坏断路器，应在电缆末端装设排气式避雷器或阀式避雷器。

连接电缆进线段前的 1km 架空线路应该架设避雷线。

5.2.3.3 35kV 小容量变电所进线段的简易保护

对 35kV 小容量变电所，可以根据供电的重要性和当地雷电活动的强弱等具体情况采用简化的进线段保护，如图 8.5-31 所示。

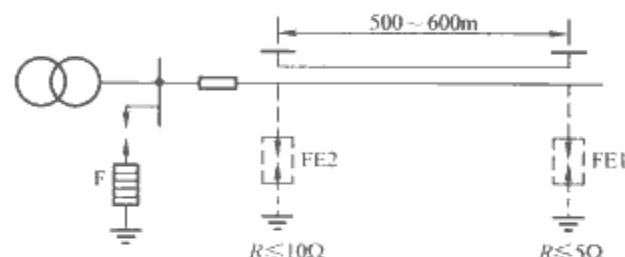


图 8.5-31 35kV 变电所的简易保护接线

5.2.4 变压器的雷电防护

变压器的雷电防护根据不同的变压器类型和系统结构进行说明。

5.2.4.1 三绕组变压器的保护

对于由静电感应过电压导致的低压绕组三相电位同时升高，只要在任一相绕组出口处对地加装一个避雷器即可保护三相绕组。但若变压器侧接有 25m 以上的金属外皮电缆时，因其对地电容增大，足以限制静电感应过电压，故可不必再装设避雷器。

三绕组变压器中压侧虽然也有开路运行的可能，但其绝缘水平较高，所以一般不用装设限制静电感应过电压的避雷器。

分裂绕组变压器和三绕组变压器类似，在运行中可能有一个分支绕组开路，所以也应该在每个分支绕组的任一相出口处，装设一个避雷器保护。

5.2.4.2 自耦变压器的保护

当侵入波加在自耦绕组的高压端时，可能会使处于开路状态的中压端套管闪络，因此在中压端套管和断路器之间应该装设一组避雷器保护。

高压侧开路，中压端上出现侵入波时，可能会危及处于开路状态的高压端绝缘，因此在高压端和断路器之间也应该装设避雷器保护。

当中压侧接有出线时，高压侧有侵入波时，在高压端和中压端之间还应加装一组避雷器。这组避雷器的灭弧电压还应大于高压或者中压侧接地短路条件下两者之间所出现的最高工频电压。

5.2.4.3 变压器中性点的保护

对于 110kV 以上的中性点直接接地系统，由于继电保护的需要可能会有一部分变压器的中性点不接地运行。如果变压器中性点的绝缘不是按照线电压设计的，需在中性点装设避雷器保护；如果变压器中性点绝缘按线电压设计，但变电所为单进线单变压器运行时，中性点也需装设避雷器。

对于 35kV 及以下中性点不接地或者不直接接地系统的变压器中性点，一般不需要装设保护装置。

5.2.4.4 配电变压器的保护

配电变压器的保护接线如图 8.5-32 所示，其高压侧应装设氧化锌、阀式避雷器保护，避雷器应尽可能靠近变压器装设，其接地线应与变压器的金属外壳以及低压侧中性点（变压器中性点绝缘时则为中性点的击穿保险器的接地端）连在一起共同接地，并应尽量减少接地线的长度，以减小其上的电压降。这种共同接地的缺点是避雷器动作时引起的地电位升高，可能危害低压用户安全，应加强低压用户的防雷措施。

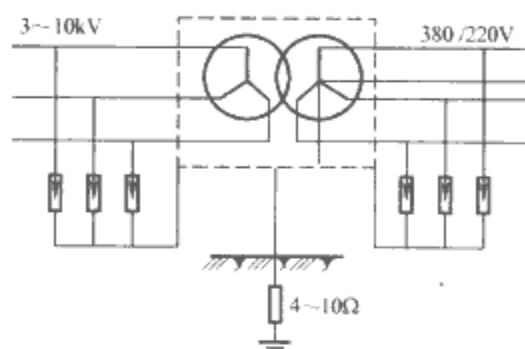


图 8.5-32 配电变压器的保护接线

运行经验表明，为了免除变压器遭受“正、反变换过电压”的危害，还应在配电变压器的低压侧加装氧化锌避雷器。

5.2.5 旋转电机的雷电防护

旋转电机指的是发电机、电动机及调相机等在正常运行中处于高速旋转状态的电气设备，其中又以发电机最为重要。以下重点介绍各种发电机的雷电防护措施。

5.2.5.1 直配发电机的防雷保护

主要的保护措施有：

(1) 在发电机的出线母线上装设一组旋转电机用磁吹避雷器或氧化锌避雷器，以限制侵入波过电压幅值。

(2) 在发电机电压母线上装设一组并联电抗器，以限制侵入波陡度和降低感应过电压。

(3) 在直配线进线处加装电缆段和排气式避雷器等，以限制流过避雷器的雷电流不超过 3kA。

(4) 发电机中性点有引出线时，在中性点加装一只旋转电机中性点避雷器，否则需加大母线并联电容以进一步限制侵入波陡度。

5.2.5.2 经变压器与架空线路连接的发电机的防雷保护

以两种最常用的变压器接线方式 Y-△ 和 Y₀-△ 来分析发电机的雷电防护。

(1) 对于 Y-△ 接线的变压器，主要是 35~60/3.15~10.5kV 变压器的典型接线方式。当高压侧单相或两相进波时，发电机侧出现的过电压最为严重。这时需要结合高压侧的避雷器特性及电机的绝缘强度，估算出发电机侧的过电压水平，从而决定在发电机侧是否需要加装避雷器保护，公式为

$$u_n = -u_c = \frac{1.4U_r}{n\sqrt{3}} = \frac{U_r}{1.235n} \quad (8.5-53)$$

$$u_n = u_{nc} = \frac{2}{\sqrt{3}}u_0 = \frac{2 \times 1.4U_r}{n\sqrt{3}} = \frac{U_r}{0.62n} \quad (8.5-54)$$

式中： U_r 为避雷器的额定残压；1.4 为考虑保护距离等影响的系数； n 为变压器的变比； u_n 为发电机侧的过电压值。

式 (8.5-54) 是针对发电机已处于单相接地故障运行的情况。

(2) 对于 $Y_0-\Delta$ 类型的变压器, 主要是 110~220/10.5~15.75kV 以及超高压变压器的典型接线方式。当高压侧有侵入波时, 在低压侧感应出的过电压和 $Y-\Delta$ 型接线的变压器基本相同。

另外, 在多雷区, 经升压变压器送电的重要发电机宜装设一组磁吹避雷器或 ZnO 避雷器保护。如果还有并联电容器 ($0.25\sim 0.5\mu\text{F}$), 并装有中性点避雷器, 可以认为发电机已经得到足够可靠的保护了。

5.2.6 气体绝缘变电所的雷电防护

根据 GIS 变电所的进线方式可以将雷电防护接线分为两种。

5.2.6.1 与架空线路直接相连的 GIS 变电所雷电防护接线

与架空线直接相连的 GIS 变电所的保护方式有图 8.5-33 所示的几种。

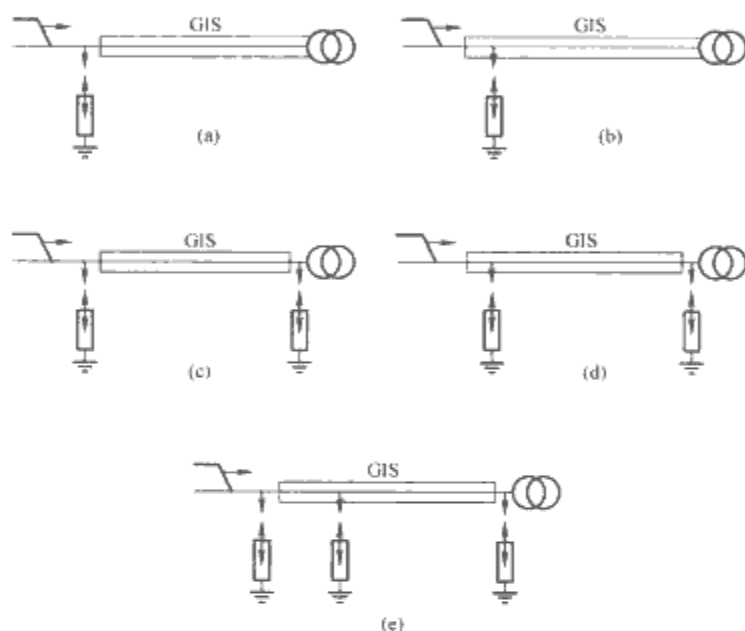


图 8.5-33 与架空线直接相连的 GIS 的保护接线

(a) 在 GIS 首端加一组避雷器; (b) 在 GIS 首端入口内加一组避雷器; (c) 在 GIS 首端和末端各加一组避雷器; (d) 在 GIS 首端入口内和 GIS 末端各加一组避雷器; (e) 在 GIS 首端和末端及 GIS 内部各加一组避雷器

其中, 对于母线长度不长 (小于 50m) 的 GIS 变电所, 可在 GIS 入口处外侧装设一组 ZnO 避雷器 (验算合格也可以用常规避雷器), 如图 8.5-33 (a) 所示; 或者在 GIS 入口处内侧装设 ZnO 避雷器 (或金属封闭的常规避雷器), 如图 8.5-33 (b) 所示, 都能得到可靠的保护, 但后者效果较好。

对于母线较长的 GIS 变电所, 当上述保护方式不能满足要求时, 可以考虑在变压器的出口处加装一组避雷器, 如图 8.5-33 (c) 和 (d) 所示, 这样可以进一步降低变压器和 GIS 的绝缘水平。

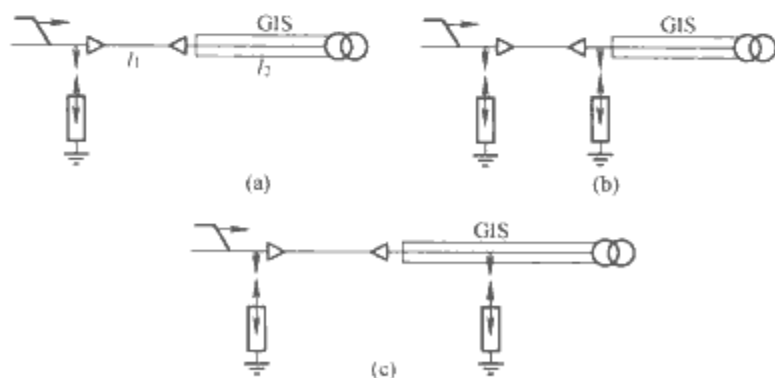


图 8.5-34 经电缆段进线的 GIS 的保护接线

(a) 在电缆段首端装设一组避雷器; (b) 在电缆段首端和末端各装设一组避雷器; (c) 在电缆段首端和 GIS 内部各装设一组避雷器

如果 GIS 变电所的规模较大, 母线很长, 或许需要在母线中部增加一组避雷器, 如图 8.5-33 (e) 所示。

5.2.6.2 经电缆段进线的 GIS 变电所的雷电防护接线

在许多城市高压电网和某些水电站, 会采用经电缆进线接到架空线的 GIS 接线方式。对这种情况下的雷电防护, 可以根据图 8.5-34 所示的具体情况采用不同的保护接线。

对于有电缆段进线的 GIS 变电所, 一般在电缆段首端装设一组避雷器 [见图 8.5-34 (a)] 就可以达到保护的目的, 但这时的安全裕度不大。当在 GIS 入口处或内部装设有第二组避雷器时 [见图 8.5-34 (b) 和 (c)], 保护效果就会很好。

5.3 配电系统雷电防护

配电系统的雷电防护措施基本上与较高电压等级的系统雷电防护措施相同。过去往往通过设置架空地线、避雷器来提高配电线路的耐雷水平。但是随着绝缘导线的普及, 需要对绝缘导线雷击事故采取专门的防护措施。

5.3.1 屏蔽线的使用

由于配电线路的绝缘水平较低, 雷电反击闪络现象实际上限制了配电线路中应用屏蔽线的效果。屏蔽线只有在以下条件下才能提供有效保护:

(1) 良好的绝缘设计, 接地引下线和相导线间具有足够高的雷电放电电压。

(2) 杆塔接地电阻较小。

不过, 绝缘导线的配电线路如果绝缘层性能良好, 则其绝缘水平是很高的, 采用屏蔽线能够提高线路的耐雷水平。

5.3.1.1 屏蔽角

为确保所有的雷电击在屏蔽线上而不是击在相导线上, 推荐使用小于 45° 的屏蔽角, 如图 8.5-35 所示。这仅对低于 15m、导线间距小于 2m 的杆塔是可行的。更高的线路需要更小的屏蔽角, 具体可参考 IEEE 标准 1243—1997。

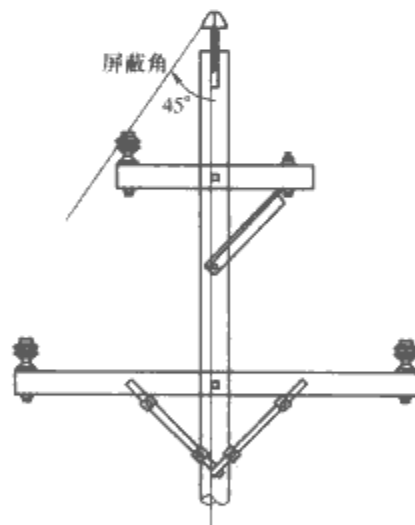


图 8.5-35 屏蔽线的屏蔽角

5.3.1.2 屏蔽线和避雷器

为从实际上消除闪络, 可在每一杆塔上的每一相安装避雷器, 但避雷器的使用必须结合屏蔽线。避雷器将保护绝缘子不发生反击, 屏蔽线将引导大部分电流入地, 因此避雷器没有很大能量输入。避雷器结合使得屏蔽线的设计更少地依赖绝缘水平和接地。

5.3.1.3 接地效应和绝缘水平

屏蔽线的有效性高度依赖于接地。对一个有效的屏蔽线设计, 如果组合绝缘材料的临界冲击闪络电压低于 200kV, 接地电阻必须小于 10Ω ; 如果关注绝缘水平以及临界冲击闪络电压在 300~350kV, 40Ω 的接地电阻将提供同样的性能。屏蔽线从有效性考虑应在每个杆塔处接地。

5.3.2 改进配电线路的绝缘性能


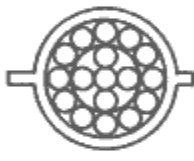
5.3.2.1 改进绝缘导线

对于绝缘导线的配电线路，雷击时线路的 50% 冲击放电电压等于绝缘子的 50% 放电电压与绝缘导线绝缘层的 50% 冲击放电电压之和。由于绝缘导线绝缘层的老化等导致实际绝缘导线冲击耐压大大降低，所以需要进行改进。

改进型绝缘导线和常规绝缘导线的结构比较见表 8.5-11，改进型加大了导线直径（减少股数），并且为压缩型（体积小），可获得如下效果：

- (1) 每股导线截面面积约是常规的 2.7 倍，热容量增加，长度方向的热传递得到改善。
- (2) 每股导线相互间完全接触，导热好，使受电弧燃烧时导线温度异常升高的现象得到抑制。
- (3) 最外层的熔断时间延长，电弧发热导致的绝缘外皮熔孔加大，因此导体露出面积也变大。这增强了散热，并且电弧点也可移动。

表 8.5-11 改进型绝缘导线和常规绝缘导线的结构比较

| 种类 | 改进型绝缘导线 | 常规绝缘导线 |
|------|---|---|
| 规格 | 6.6kV 60mm ² -SN-SB-OC 导线 | 6.6kV 60mm ² -SN-OC 导线 |
| 截面积 | 60mm ² | |
| 导体 | 7 根 $\phi 3.3\text{mm}$ 压缩导体型硬铜绞线 | 19 根 $\phi 2.0\text{mm}$ 普通型硬铜绞线 |
| 绝缘体 | 交联聚乙烯（两个防积雪的翅片） | |
| 断面简图 |  |  |

5.3.2.2 加强局部绝缘

该方法是一种通过采用局部加强绝缘，延长闪络路径来防止配电线路断线的新方法。图 8.5-36 所示为该方法的原理图。在导线与绝缘子相连处部位加强绝缘能提高绝缘强度，放电只能从加强绝缘边沿处击穿导线，产生沿面闪络。

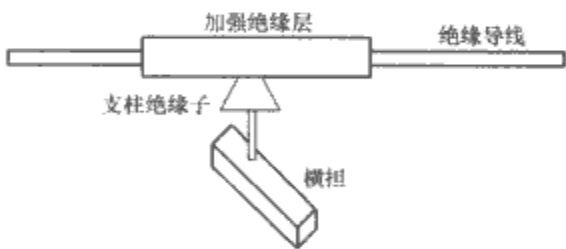


图 8.5-36 局部加强绝缘的配电线路示意图

5.3.3 采用新型线路绝缘子

5.3.3.1 采用带放电间隙的绝缘子

采用带放电间隙的绝缘子是一种防止绝缘导线断线的新方法。图 8.5-37 所示的带放电间隙的绝缘子，称为放电箱位绝缘子。绝缘导线与绝缘子固定部分的绝缘层剥离掉，固定导线后，用绝缘罩将剥离部分盖住。雷电过电压及工频续流在绝缘子表面形成的电弧可以在剥掉绝缘层的裸导线部分滑动，不会烧毁导线。另外，绝缘子表面电弧在风及电动力的作用下，从绝缘子表面向与绝缘子并联的外间隙外部滑动，切断工频续流；同时防止电弧在绝缘子表面长期燃烧，损坏绝缘子。采用了从小电流区到大电流区可靠的由金具部分发生电弧闪络的引弧处理技术。

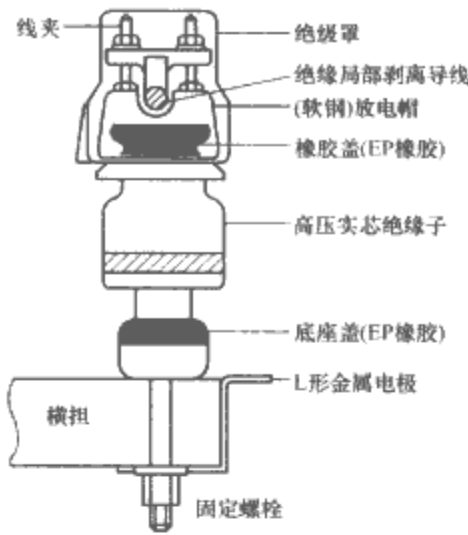


图 8.5-37 带放电间隙的瓷绝缘子结构

5.3.3.2 合成绝缘子

采用合成支柱绝缘子代替瓷绝缘子。图 8.5-38 所示为带放电间隙的新型合成绝缘子及固定在绝缘导线上的金属电极示意图。采用合成绝缘子，增加了绝缘子的耐烧蚀和防污闪性能。雷电过电压闪络及工频续流产生的电弧可以在固定电极的表面滑动。

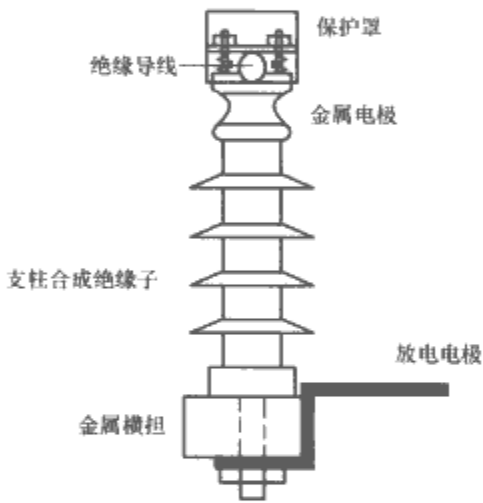


图 8.5-38 带放电间隙的新型合成绝缘子及金属电极示意图

合成绝缘子具有以下几方面的优点：

- (1) 采用抗老化、电性能优良的硅橡胶材料为主，并加以改性的新型线路用绝缘子，防污闪性能高，污闪电压比瓷绝缘子高 1~2 倍。
- (2) 质量轻，仅为同电压等级瓷绝缘子的 1/6~1/9。
- (3) 不用清扫，免维护。
- (4) 可在 (-40~+65)℃ 的范围内正常工作。
- (5) 耐电蚀能力强、伞盘材料耐漏电起痕达到 TMA4.5 级水平。
- (6) 采用先进设备和工艺，固体注塑，一次成形，界面少，可保证芯棒不受潮、不易蚀损，从而保证了长期运行的可靠性。
- (7) 内部采用直径为 24mm 的环氧玻璃钢芯棒，抗弯能力比瓷绝缘子强，具有很好的机械性能。

另外，采用合成绝缘子可以很容易根据所要求的 50% 放电电压，研制出所需产品。

5.3.3.3 高性能针柱式绝缘子

针式和柱式绝缘子广泛地应用在配电线路上。对于针式绝缘子，由于胶装处的水泥和针脚的热膨胀系数比瓷高，因而会产生温度差别，从而引起绝缘子的老化；在针脚的接线槽之间施加陡波电压，当某一部分瓷被击穿时，也会引起温

度差别，而使绝缘子老化。基于上述原因，有些地方采用柱式绝缘子。

针式和柱式绝缘子特别适合于应用在周围环境比较恶劣但要求电力供应可靠的地区以及需要用绝缘导线来更换裸线的地区。

图 8.5-39 所示为常用的针式和针柱式绝缘子。绝缘子通常由瓷、水泥、金属件三部分组成。

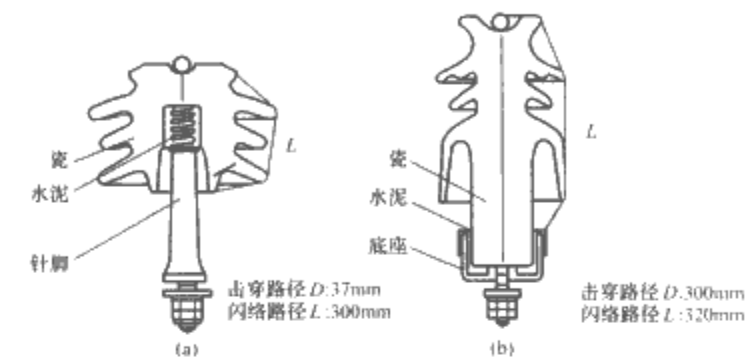


图 8.5-39 针式、针柱式绝缘子的结构
(a) 针式绝缘子；(b) 针柱式绝缘子

5.3.4 提高绝缘导线配电线路的绝缘水平

另一种能有效降低配电线路导线断线的方法就是提高线路的绝缘水平，即提高绝缘导线和绝缘子整体的 50% 放电电压。从感应过电压的数值分析结果知道，提高线路的 50% 放电电压，能大大降低雷击跳闸率，见表 8.5-12。线路的 50% 放电电压采用 300kV，百公里每年的感应雷击跳闸次数降低到 0.87 次。

| 表 8.5-12 普通型架设配电线路雷击闪络次数 | | |
|--------------------------|-------|--------|
| I (kA) | 绝缘子型号 | 雷击闪络次数 |
| 100 | P-20 | 1.603 |
| | P-15 | 1.773 |
| 150 | P-20 | 1.811 |
| | P-15 | 2.219 |
| 200 | P-20 | 1.867 |
| | P-15 | 2.285 |
| 300 | P-20 | 1.886 |
| | P-15 | 2.304 |

5.3.5 采用分级绝缘系统

采用分级绝缘系统的目的是增强配电避雷器的效果，避免主干线上的事故。分级绝缘系统的绝缘水平从主干线至杆上变压器逐渐减弱。因此，此系统能将雷击闪络集中在接近杆上变压器高压套管处的绝缘薄弱点上而不在主干线上。安装了有内装避雷器的高压开关，以防止因在配电线上雷击故障引起杆上变压器附近的故障。采用这些措施后，导线断线大为降低。分级绝缘系统的接线图如图 8.5-40 所示。

分级绝缘系统通过绝缘等级的配合来实现降低雷击故障率：绝缘强度按主干线（带串联间隙避雷器）、杆上变压器开关及其他设备、有内装避雷器的高压开关的顺序逐渐减小。

5.3.6 采用长闪络避雷器

雷电过电压作用在配电线路上，当线路的绝缘水平低于过电压峰值时，配电线路将发生闪络，而闪络后是否产生工频续流引起短路故障则取决于许多因素，如线路的额定电压、闪络路径的长度、发生闪络的时刻以及雷电流强度、线路参数等，其中线路的工作电压 U_{ph} 及闪络路径的长度 L 是

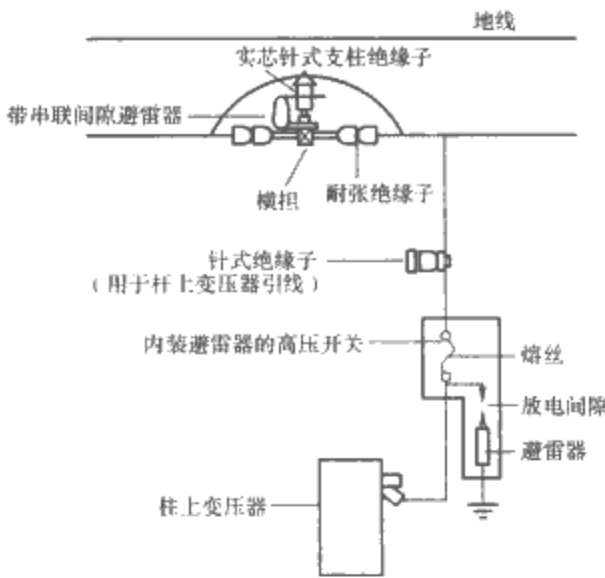


图 8.5-40 分级绝缘系统设备接线图

最重要的因素。研究表明，当工作电压与闪络路径长度的比值即电场强度 ($E = U_{ph}/L$) 减小时，由雷电闪络发展为工频续流的可能性将大为减小。当 E 小于 $7 \sim 10 \text{ kV/m}$ 时，由雷电闪络发展为工频续流的可能性基本为零，即建弧率为零。

根据这一特性，可在绝缘子旁并联一特制长闪络避雷器（见图 8.5-41），使长闪络避雷器的冲击放电电压比绝缘子的低，这样，当雷电过电压作用在线路上时，长闪络避雷器先于绝缘子动作。利用固体绝缘击穿电压要大大高于沿面闪络电压的特点，当设法将长闪络避雷器的闪络路径的长度增加至足够长时，就可实现闪络而不建弧的目的，从而达到解决配电线路由于雷电引起工频短路而导致的断线问题。

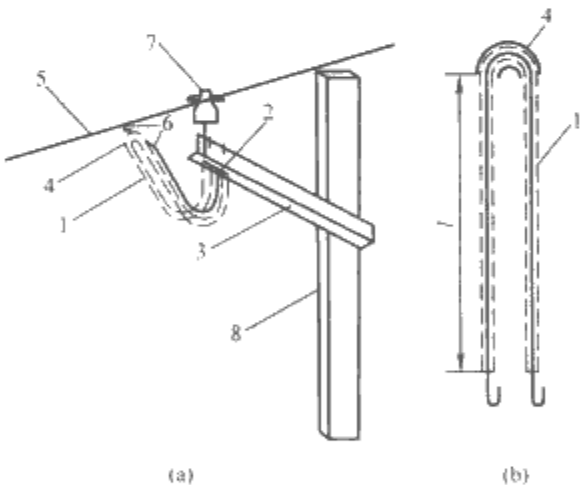


图 8.5-41 与绝缘子并联安装的长闪络避雷器
(a) 安装示意图；(b) 长闪络避雷器结构示意图

1—绝缘金属环；2—夹子；3—钢横担；4—金属管；5—绝缘导线；6—闪络路径；7—绝缘子；8—杆塔

5.3.7 采用防导线熔断装置和闪络保护悬垂线夹

防导线熔断装置如图 8.5-42 所示。将绝缘导线的部分绝缘层剥掉，将体积比较大的金属固定在剥离绝缘层的导线部分。这样，雷电过电压闪络及工频续流引起的电弧就只会烧蚀附近的金属，从而达到牺牲自己，防止导线断线的目的。



图 8.5-42 防导线熔断装置

闪络保护悬垂线夹用于防止雷电感应过电压所造成的闪络损坏,其安装示意图如图 8.5-43 所示。绝缘导线的绝缘水平完全取决于绝缘子。绝缘子是一种专门设计的树脂浇注绝缘子。由于导线悬挂方法,绝缘子向下倾斜安装,用开口销固定在用铝质型材压制的基座上,绝缘子端部的孔洞用来悬挂导线线夹。在绝缘子端部还有一尖角,在紧线之后,将导线搁置其上,以便剥除被覆层。

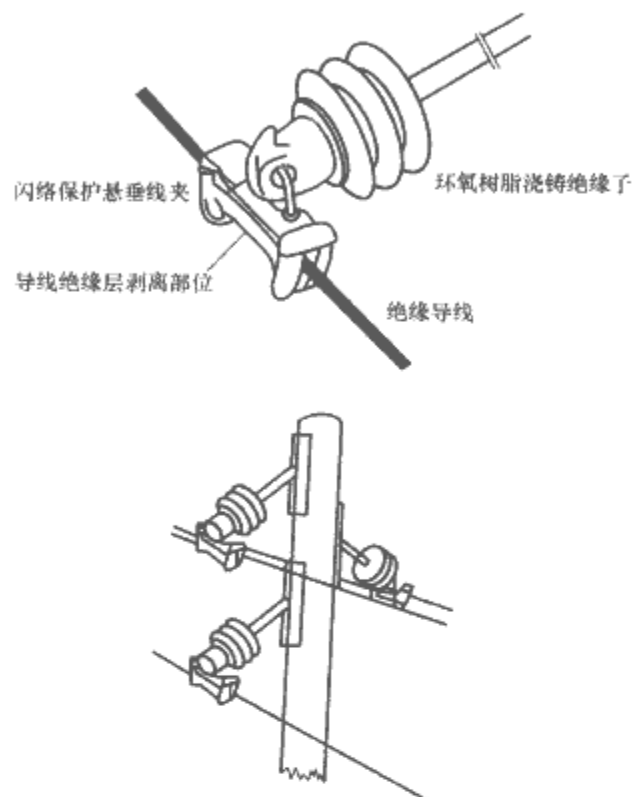


图 8.5-43 闪络保护悬垂线夹安装示意图

为了使短路电流从导线流到闪络保护悬垂线夹,在线夹握持的一段导线上的绝缘层必须剥离,线夹围绕导线的部分形成厚实部件,工频续流时,确保电弧只在线夹表面燃烧,防止导线断线。闪络保护悬垂线夹的作用原理图如图 8.5-44 所示。

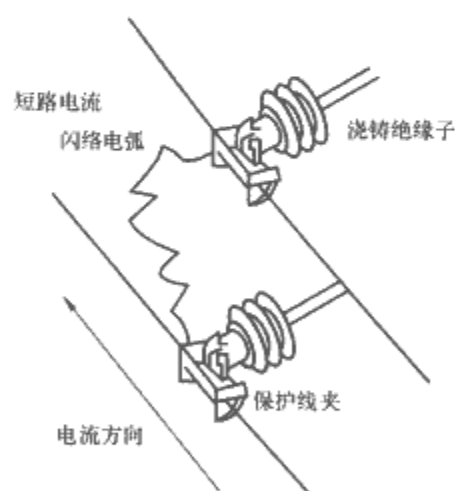


图 8.5-44 闪络保护悬垂线夹的作用原理图

6 建筑物的雷电防护

6.1 建筑物的防雷分类

建筑物根据其重要性、使用性质、发生雷电事故的可能性和后果,按防雷要求分为三类。

6.1.1 第一类防雷建筑物

(1) 凡制造、使用或储存炸药、火药、起爆药、火工品等大量爆炸物质的建筑物,因电火花引起爆炸,造成巨大破坏和人身伤亡者。

(2) 具有 0 区或 10 区爆炸危险环境的建筑物。

(3) 具有 1 区爆炸危险环境的建筑物,因电火花而引起的爆炸,会造成巨大破坏和人身伤亡的。

6.1.2 第二类防雷建筑物

(1) 国家级重点文物保护的建筑物。

(2) 国家级的会堂、办公建筑物、大型展馆和博览建筑物、大型火车站、国宾馆、国家级档案馆、大型城市的重要给水水泵房等特别重要的建筑物。

(3) 国家级计算中心、国际通信枢纽等对国民经济有重要意义且装有大量电子设备的建筑物。

(4) 制造、使用或储存爆炸物质的建筑物,且电火花不易引起爆炸或不致造成巨大破坏和人身伤亡的。

(5) 具有 1 区爆炸危险环境的建筑物,且电火花不易引起爆炸或者不致造成巨大破坏和人身伤亡的。

(6) 具有 2 区或 11 区爆炸危险环境的建筑物。

(7) 工业企业内有爆炸危险环境的露天钢制密封气罐。

(8) 预计雷击次数大于 0.06 次/年的部、省级办公建筑物及其他重要或人员密集的公共建筑物。

(9) 预计雷击次数大于 0.3 次/年的住宅、办公楼等一般性民用建筑物。

6.1.3 第三类防雷建筑物

(1) 省级重点文物保护的建筑物及省级档案馆。

(2) 预计雷击次数大于或等于 0.012 次/年,且小于或等于 0.06 次/年的部、省级办公建筑物及其他重要或人员密集的公共建筑物。

(3) 预计雷击次数大于或等于 0.06 次/年,且小于或等于 0.3 次/年的住宅、办公楼等一般性民用建筑物。

(4) 预计雷击次数大于或等于 0.06 次/年的一般性工业建筑物。

(5) 根据雷击后对工业生产的影响及产生的后果,并结合当地的气象、地形、地质及周围环境等因素,确定需要防雷的 21 区、22 区、23 区火灾危险环境的建筑物。

(6) 在平均雷暴日大于 15 天/年的地区,高度在 15m 及以上的烟囱、水塔等孤立的高耸建筑物;在平均雷暴日小于或等于 15 天/年的地区,高度在 20m 及以上的烟囱、水塔等孤立的高耸建筑物。

6.2 建筑物的防雷措施

6.2.1 第一类防雷建筑物的雷电防护措施

第一类防雷建筑物的防雷措施可以根据遭受雷击危害的途径分为直击雷的防护、雷电感应的防护和雷电侵入波的防护。

6.2.1.1 第一类防雷建筑物的直击雷防护

第一类防雷建筑物直击雷防护措施,应符合下列要求:

(1) 应装设独立避雷针或架空避雷线(网),使被保护的建筑物及风帽、放散管等突出屋面的物体均处于接闪器的保护范围内。架空避雷网的网格尺寸不应大于 $5\text{m} \times 5\text{m}$ 或 $6\text{m} \times 4\text{m}$ 。

(2) 排放爆炸危险气体、蒸汽或粉尘的放散管、呼吸阀、排风管等管口外的以下空间应处于接闪器的保护范围内。当有管帽时该空间应按表 8.5-13 确定;当无管帽时,该空间应为管口上方半径 5m 的半球体。接闪器与雷闪的接触点应设在上述空间之外。

(3) 当排放爆炸危险气体、蒸汽或粉尘的放散管、呼吸阀、排风管等的排放物达不到爆炸浓度、长期点火燃烧、一排放就点火燃烧时,及发生事故时排放物才达到爆炸浓度的通风管、安全阀,接闪器的保护范围可仅保护到管帽,无管

帽时可仅保护到管口。

表 8.5-13 有管帽的管口外处于接闪器保护范围内的空间

| 装置内的压力与周围空气眼里的压力差 (kPa) | 排放物的密度 | 管帽以上的垂直高度 (m) | 距管口处的水平距离 (m) |
|-------------------------|---------|---------------|---------------|
| <5 | 大于空气 | 1 | 2 |
| 5~25 | 大于空气 | 2.5 | 5 |
| <25 | 小于空气 | 2.5 | 5 |
| >25 | 大于或小于空气 | 5 | 5 |

(4) 独立避雷针的杆塔、架空避雷线的端部和架空避雷网的各支柱处应至少设一根引下线。对用金属制成或有焊接、绑扎连接钢筋网的杆塔、支柱，宜利用其作为引下线。

(5) 独立避雷针和架空避雷线(网)的支柱及其接地装置至被保护建筑物及与其有联系的管道、电缆等金属物之间的距离(见图 8.5-45)，应符合下列公式的要求，但不得小于 3m。

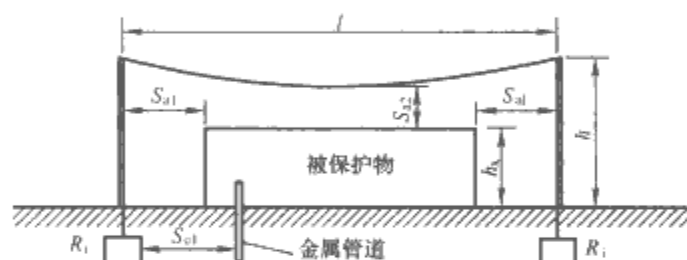


图 8.5-45 防雷装置至被保护物的距离

S_{a1} —空气中距离, m; S_{e1} —地中距离, m; R_i —独立避雷针或架空避雷线(网)支柱处接地装置的冲击接地电阻, Ω ; h_x —被保护物或计算点的高度, m; S_{a2} —避雷线(网)至被保护物的空气中距离, m; h —避雷线(网)的支柱高度, m; l —避雷线的水平长度, m

1) 地上部分:

当 $h_x < 5R_i$ 时

$$S_{a1} \geq 0.4(R_i + 0.1h_x) \quad (8.5-55)$$

当 $h_x \geq 5R_i$ 时

$$S_{a1} \geq 0.1(R_i + h_x) \quad (8.5-56)$$

2) 地下部分

$$S_{e1} \geq 0.4R_i \quad (8.5-57)$$

(6) 架空避雷线至屋面和各种突出屋面的风帽、放散管等物体之间的距离，应符合下列表达式的要求，但不应小于 3m:

当 $(h + \frac{l}{2}) < 5R_i$ 时

$$S_{a2} \geq 0.2R_i + 0.03(h + \frac{l}{2}) \quad (8.5-58)$$

当 $(h + \frac{l}{2}) \geq 5R_i$ 时

$$S_{a2} \geq 0.05R_i + 0.06(h + \frac{l}{2}) \quad (8.5-59)$$

(7) 架空避雷网至屋面和各种突出屋面的风帽、放散管等物体之间的距离，应符合下列表达式的要求，但不应小于 3m:

当 $(h + l_1) < 5R_i$ 时，

$$S_{a2} \geq \frac{1}{n}[0.4R_i + 0.06(h + l_1)] \quad (8.5-60)$$

当 $(h + l_1) \geq 5R_i$ 时，

$$S_{a2} \geq \frac{1}{n}[0.1R_i + 0.12(h + l_1)] \quad (8.5-61)$$

式中: l_1 为从避雷网中间最低点沿导体至最近支柱的距离, m; n 为从避雷网中间最低点沿导体至最近支柱并有同一距离 l_1 的个数。

(8) 独立避雷针、架空避雷线或架空避雷网应有独立的接地装置，每一引下线的冲击接地电阻不宜大于 10Ω 。在土壤电阻率高的地区，可适当增大冲击接地电阻。

6.2.1.2 第一类防雷建筑物雷电感应的防护

第一类防雷建筑物防雷电感应的措施应符合下列要求:

(1) 建筑物内的设备、管道、构架、电缆金属外皮、钢屋架、钢窗等较大金属物和突出屋面的放散管、风管等金属物，均应接到防雷电感应的接地装置上。金属屋面周边每隔 18~24m 应采用引下线接地一次。现场浇制的或由预制构件组成的钢筋混凝土屋面，其钢筋宜绑扎或焊接成闭合回路，并应每隔 18~24m 采用引下线接地一次。

(2) 平行敷设的管道、构架和电缆金属外皮等长金属物，其净距小于 100mm 时应采用金属线跨接，跨接点的间距不应大于 30m; 交叉净距小于 100mm 时，其交叉处亦应跨接。当长金属物的弯头、阀门、法兰盘等连接处的过渡电阻大于 0.03Ω 时，连接处应用金属线跨接。对有不少于 5 根螺栓连接的法兰盘，在非腐蚀环境下，可不跨接。

(3) 防雷电感应的接地装置应和电气设备接地装置共用，其工频接地电阻不应大于 10Ω 。防雷电感应的接地装置与独立避雷针、架空避雷线或架空避雷网的接地装置之间的距离应符合 GB 50057—1994《建筑物防雷设计规范》的要求。屋内接地干线与防雷电感应接地装置的连接，不应少于两处。

6.2.1.3 第一类防雷建筑物雷电侵入波的防护

第一类防雷建筑物防止雷电侵入波的措施应符合下列要求:

(1) 低压线路宜全线采用电缆直接埋地敷设，在入户端应将电缆的金属外皮、钢管接到防雷电感应的接地装置上。当全线采用电缆有困难时，可采用钢筋混凝土杆和铁横担的架空线，并应使用一段金属铠装电缆或护套电缆穿钢管直接埋地引入，其埋地长度 l 应符合下面的要求，但不应小于 15m

$$l \geq 2\sqrt{\rho} \quad (8.5-62)$$

式中: l 为金属铠装电缆或护套电缆穿钢管埋于地中的长度, m; ρ 为埋电缆处的土壤电阻率, $\Omega \cdot m$ 。

在电缆与架空线连接处，尚应装设避雷器。避雷器、电缆金属外皮、钢管和绝缘子铁脚、金具等应连在一起接地，其冲击接地电阻不应大于 10Ω 。

(2) 架空金属管道在进、出建筑物处，应与防雷电感应的接地装置相连。距离建筑物 100m 内的管道，应每隔 25m 左右接地一次，其冲击接地电阻不应大于 20Ω ，并宜利用金属支架或钢筋混凝土支架的焊接、绑扎钢筋网作为引下线，其钢筋混凝土基础宜作为接地装置。埋地或地沟内的金属管道，在进、出建筑物处亦应与防雷电感应的接地装置相连。

6.2.1.4 特殊的第一类防雷建筑物的雷电防护

当建筑物太高或因其他原因难以装设独立避雷针、架空避雷线、避雷网时，可将避雷针或网格不大于 $5m \times 5m$ 或 $6m \times 4m$ 的避雷网或由其混合组成的接闪器直接装在建筑物上，避雷网应按 GB 50057—1994 附录二的规定沿屋

角、屋脊、屋檐和檐角等易受雷击的部位敷设,并必须符合下列要求:

- (1) 所有避雷针应采用避雷带互相连接。
- (2) 引下线不应少于两根,并应沿建筑物四周均匀或对称布置,其间距不应大于 12m。
- (3) 排放爆炸危险气体、蒸汽或粉尘的管道应符合第一类建筑物直击雷防护中第 2、3 条的要求。
- (4) 建筑物应装设均压环,环间垂直距离不应大于 12m,所有引下线、建筑物的金属结构和金属设备均应连到环上。均压环可利用电气设备的接地干线环路。
- (5) 直击雷的接地装置应围绕建筑物敷成环形接地体,每根引下线的冲击接地电阻不应大于 10Ω ,并应和电气设备接地装置及所有进入建筑物的金属管道相连,此接地装置可兼作防雷电感之用。

(6) 防直击雷的环形接地体尚宜按以下方法敷设:

- 1) 土壤电阻率 $\rho \leq 3000\Omega \cdot m$ 。
 - a. 对环形接地体所包围的面积等效圆半径 $\sqrt{A/\pi} \geq 5m$ 的情况,环形接地体不需要补接地体;对于等效圆半径 $\sqrt{A/\pi} < 5m$ 的情况,每一处引下线处应补加水平接地体或垂直接地体。

b. 当补加水平接地体时,其长度为

$$l_r = 5 - \sqrt{\frac{A}{\pi}} \quad (8.5-63)$$

式中: l_r 为补加水平接地体的长度, m; A 为环形接地体所包围的面积, m^2 。

c. 当补加垂直接地体时,其长度为

$$l_v = \frac{5 - \sqrt{\frac{A}{\pi}}}{2} \quad (8.5-64)$$

式中: l_v 为补加垂直接地体的长度, m。

2) 土壤电阻率 $500\Omega \cdot m \leq \rho \leq 3000\Omega \cdot m$ 。

- a. 对环形接地体所包围的面积等效圆半径 $\sqrt{A/\pi} \geq \frac{11\rho - 3600}{380}m$ 的情况,环形接地体不需要补接地体;对于等效圆半径 $\sqrt{A/\pi} \geq \frac{11\rho - 3600}{380}m$ 的情况,每一处引下线处应补加水平接地体或垂直接地体。

b. 当补加水平接地体时,其总长度为

$$l_r = \left(\frac{11\rho - 3600}{380} \right) - \sqrt{\frac{A}{\pi}} \quad (8.5-65)$$

c. 当补加垂直接地体时,其总长度为

$$l_r = \frac{\left(\frac{11\rho - 3600}{380} \right) - \sqrt{\frac{A}{\pi}}}{2} \quad (8.5-66)$$

(7) 当建筑物高于 30m 时,还应采取以下防侧击的措施:

- 1) 从 30m 起每隔不大于 6m 沿建筑物四周设水平避雷带并与引下线相连。
- 2) 30m 及以上外墙上的栏杆、门窗等较大的金属物与防雷装置连接。
- (8) 在电源引入的总配电箱处宜装设过电压保护器。
- (9) 当树木高于建筑物且不在接闪器保护范围之内时,树木与建筑物之间的净距不应小于 5m。

6.2.2 第二类防雷建筑物的雷电防护措施

6.2.2.1 第二类防雷建筑物的直击雷防护

第二类防雷建筑物防直击雷的措施宜采用装设在建筑物上的避雷网(带)或避雷针或由其混合组成的接闪器。避雷网(带)应沿屋角、屋脊、屋檐和檐角等易受雷击的部位敷设,并应在整个屋面组成不大于 $10m \times 10m$ 或 $12m \times 8m$ 的网格。所有避雷针应采用避雷带相互连接。具体防护措施如下:

(1) 突出屋面的放散管、风管、烟囱等物体,应按下列方式保护:

- 1) 排放爆炸危险气体、蒸汽或粉尘的放散管、呼吸阀、排风管等管道应符合第一类防雷建筑物的直击雷防护要求。
- 2) 排放无爆炸危险气体、蒸汽或粉尘的放散管、烟囱, 1 区、11 区和 2 区爆炸危险环境的自然通风管,装有阻火器的排放爆炸危险气体、蒸汽或粉尘的放散管、呼吸阀、排风管,以及 6.2.1.1 节第(3)条所规定的管、阀及煤气放散管等,其防雷保护应符合下列要求:

- a. 金属物体可不装接闪器,但应和屋面防雷装置相连。
- b. 在屋面接闪器保护范围之外的非金属物体应装接闪器,并和屋面防雷装置相连。

(2) 引下线不应少于两根,并应沿建筑物四周均匀或对称布置,其间距不应大于 18m。当仅利用建筑物四周的钢柱或柱子钢筋作为引下线时,可按跨度设引下线,但引下线的平均间距不应大于 18m。

(3) 每根引下线的冲击接地电阻不应大于 10Ω 。防直击雷接地宜和防雷电感、电气设备、信息系统等的接地共用同一接地装置,并宜与埋地金属管道相连;当不共用、不相连时,两者间在地中的距离应符合下式的要求,但不应小于 2m

$$S_{e2} \geq 0.3k_c R_i \quad (8.5-67)$$

式中: S_{e2} 为地中距离, m; k_c 为分流系数,单根引下线为 1,两根引下线及接闪器不成闭合环的多根引下线为 0.66,接闪器成闭合环或者网状的多根引下线为 0.44。

在共用接地装置与埋地金属管道相连的情况下,接地装置宜围绕建筑物敷成环形接地体。

(4) 利用建筑物的钢筋作为防雷装置时应符合下列规定:

- 1) 建筑物宜利用钢筋混凝土屋面、梁、柱、基础内的钢筋作为引下线。
- 2) 当基础采用硅酸盐水泥和周围土壤的含水量不低于 4% 及基础的外表面无防腐层或有沥青质的防腐层时,宜利用基础内的钢筋作为接地装置。

3) 敷设在混凝土中作为防雷装置的钢筋或圆钢,当仅一根时,其直径不应小于 10mm。被利用作为防雷装置的混凝土构件内有箍筋连接的钢筋,其截面积总和不应小于一根直径为 10mm 钢筋的截面积。

4) 利用基础内钢筋网作为接地体时,在周围地面以下距地面不小于 0.5m,每根引下线所连接的钢筋表面积总和应符合

$$S \geq 4.24k_c^2 \quad (8.5-68)$$

5) 当在建筑物周边的无钢筋的闭合条形混凝土基础内敷设环形人工基础接地体时,接地体的规格尺寸不应小于表 8.5-14 的规定。

表 8.5-14 第二类防雷建筑物环形人工
接地体的规格尺寸

| 闭合条形基础的周长 (m) | 扁钢 (厚×宽) | 圆钢 (根数×直径) |
|------------------|--------------------------------|-----------------|
| ≥60 | 4mm×25mm | 2×10mm |
| ≥40 且 <60 | 4mm×50mm | 4×10mm 或 3×12mm |
| <40 | 钢材表面积总和不少于 4.24mm ² | |

注 1. 当长度相同、截面相同时, 宜优先选用扁钢。
2. 采用多根圆钢时, 其敷设净距不小于直径的 2 倍。
3. 利用闭合条形基础内的钢筋作接地体时可按本表校验。除主筋外, 可计入箍筋的表面积。

6) 构件内有箍筋连接的钢筋或成网状的钢筋, 其箍筋与钢筋的连接, 钢筋与钢筋的连接应采用土建施工的绑扎法连接或焊接。单根钢筋或圆钢或外引预埋连接板、线与上述钢筋的连接应焊接或采用螺栓紧固的卡夹器连接。构件之间必须连接成电气通路。

(5) 当土壤电阻率 $\rho \leq 3000 \Omega \cdot \text{m}$ 时, 在防雷的接地装置同其他接地装置和进、出建筑物的管道相连的情况下, 防雷的接地装置可不计及接地电阻值, 但其接地体应符合下列规定之一:

1) 防直击雷的环形接地体的敷设应符合 6.2.1.4 节第 (6) 条的要求, 但土壤电阻率 ρ 的适用范围应放大到 $\rho \leq 3000 \Omega \cdot \text{m}$ 。

2) 在符合本节第 (4) 条规定的条件下利用槽形、板形或条形基础的钢筋作为接地体, 当槽形、板形基础钢筋网在水平面的投影面积或成环的条形基础钢筋所包围的面积 A 大于或等于 80m^2 时, 可不另加接地体。

3) 在符合本节第 (4) 条规定的条件下, 对 6m 柱距或大多数柱距为 6m 的单层工业建筑物, 当利用柱子基础的钢筋作为防雷的接地体并同时符合下列条件时, 可不另加接地体:

- a. 利用全部或绝大多数柱子基础的钢筋作为接地体。
- b. 柱子基础的钢筋网通过钢柱、钢屋架、钢筋混凝土柱子、屋架、屋面板、吊车梁等构件的钢筋或防雷装置互相连成整体。
- c. 在周围地面以下距地面不小于 0.5m, 每一柱子基础内所连接的钢筋表面积总和大于或等于 0.82m^2 。

6.2.2.2 第二类防雷建筑物的雷电感应的防护

第二类防雷建筑物雷电感应的防护措施应符合下列要求:

(1) 建筑物内的设备、管道、构架等主要金属物, 应就近接至防直击雷接地装置或电气设备的保护接地装置上, 可不另设接地装置。

(2) 平行敷设的管道、构架和电缆金属外皮等长金属物应符合 6.2.1.2 第 (2) 条的要求, 但长金属物连接处可不跨越。

(3) 建筑物内防雷电感应的接地干线与接地装置的连接不应少于两处。

6.2.2.3 第二类防雷建筑物雷电反击的防护

防止雷电流流经引下线和接地装置时产生的高电位对附近金属物或电气线路的反击, 应符合下列要求:

(1) 当金属物或电气线路与防雷的接地装置之间不相连时, 其与引下线之间的距离 S_{a3} 应按下式确定

当 $l_x > 5R_i$ 时,
$$S_{a3} \geq 0.3k_c(R_i + 0.1l_x) \quad (8.5-69)$$

当 $l_x < 5R_i$ 时,

$$S_{a3} \geq 0.075k_c(R_i + l_x) \quad (8.5-70)$$

式中: S_{a3} 为空气中距离, m; R_i 为引下线的冲击接地电阻, Ω ; l_x 为引下线计算点到地面的长度, m。

(2) 当金属物或电气线路与防雷的接地装置之间相连或通过过电压保护器相连时, 其与引下线之间的距离应按下式确定

$$S_{a4} \geq 0.075k_c l_x \quad (8.5-71)$$

式中: S_{a4} 为空气中距离, m; l_x 为引下线计算点到连接点的长度, m。

当利用建筑物的钢筋或钢结构作为引下线, 同时建筑物的大部分钢筋、钢结构等金属物与被利用的部分连成整体时, 金属物或线路与引下线之间的距离可不受限制。

(3) 当金属物或线路与引下线之间有自然接地或人工接地的钢筋混凝土构件、金属板、金属网等静电屏蔽物隔开时, 金属物或线路与引下线之间的距离可不受限制。

(4) 当金属物或线路与引下线之间有混凝土墙、砖墙隔开时, 混凝土墙的击穿强度应与空气击穿强度相同, 砖墙的击穿强度应为空气击穿强度的 1/2。当距离不能满足第 (1)、(2) 条的要求时, 金属物或线路应与引下线直接相连或通过过电压保护器相连。

(5) 在电气接地装置与防雷的接地装置共用或相连的情况下, 当低压电源线路用全长电缆或架空线换接电缆引入时, 宜在电源线路引入的总配电箱处装设过电压保护器; 当“Yyn0”或“Dyn11”接线的配电变压器装设在本建筑物内或附设于外墙处时, 在高压侧采用电缆进线的情况下, 宜在变压器高、低压侧各相上装设避雷器, 在高压侧采用架空进线的情况下, 除按国家现行有关规范的规定在高压侧装设避雷器外, 尚宜在低压侧各相上装设避雷器。

6.2.2.4 第二类防雷建筑物的雷电侵入波的防护

防雷电侵入波的措施, 应符合下列要求:

(1) 当低压线路全长采用埋地电缆或敷设在架空金属线槽内的电缆引入时, 在入户端应将电缆金属外皮、金属线槽接地; 对第二类防雷建筑物中第 (4)、(5)、(6) 类, 上述金属物还应与防雷的接地装置相连。

(2) 第二类防雷建筑物中的第 (4)、(5)、(6) 类, 其低压电源线路应符合下列要求:

1) 低压架空线应改换一段埋地金属铠装电缆或护套电缆穿钢管直接埋地引入, 其埋地长度应符合式 (8.5-63) 的要求, 但电缆埋地长度不应小于 15m。入户端电缆的金属外皮、钢管应与防雷的接地装置相连。在电缆与架空线连接处还应装设避雷器。避雷器、电缆金属外皮、钢管和绝缘子铁脚、金具等应连在一起接地, 其冲击接地电阻不应大于 10Ω 。

2) 平均雷暴日小于 30 天/年地区的建筑物, 可采用低压架空线直接引入建筑物内, 但应符合下列要求:

a. 在入户处应装设避雷器或设 2~3mm 的空气间隙, 并应与绝缘子铁脚、金具连在一起接到防雷的接地装置上, 其冲击接地电阻不应大于 5Ω 。

b. 入户处的三基电杆绝缘子铁脚、金具应接地, 靠近建筑物的电杆, 其冲击接地电阻不应大于 10Ω , 其余两基电杆不应大于 20Ω 。

(3) 第二类防雷建筑物的第 (1)、(2)、(3)、(8)、(9) 类, 其低压电源线路应符合下列要求:

1) 当低压架空线转换金属铠装电缆或护套电缆穿钢管直接埋地引入时,其埋地长度应大于或等于 15m,尚应符合本节第(2)条第 1)款的其他要求。

2) 当架空线直接引入时,在入户处应加装避雷器,并将其与绝缘子铁脚、金具连在一起接到电气设备的接地装置上。靠近建筑物的两基电杆上的绝缘子铁脚应接地,其冲击接地电阻不应大于 30Ω。

(4) 架空和直接埋地的金属管道在进、出建筑物处应就近与防雷的接地装置相连;当不相连时,架空管道应接地,其冲击接地电阻不应大于 10Ω。第二类防雷建筑物中的第 4、5、6 类,引入、引出该建筑物的金属管道在进、出处应与防雷的接地装置相连;对架空金属管道尚应在距建筑物约 25m 处接地一次,其冲击接地电阻不应大于 10Ω。

6.2.2.5 特殊的第二类防雷建筑物的雷电防护

(1) 高度超过 45m 的钢筋混凝土结构、钢结构建筑物,还应采取以下防侧击和等电位的保护措施:

1) 钢构架和混凝土的钢筋应互相连接。钢筋的连接应符合 6.2.2.1 节第(4)条的要求。

2) 应利用钢柱或柱子的钢筋作为防雷装置引下线。

3) 应将 45m 及以上外墙上的栏杆、门窗等较大的金属物与防雷装置连接。

4) 竖直敷设的金属管道及金属物的顶端和底端与防雷装置连接。

(2) 对有爆炸危险的露天钢质封闭气罐,当其壁厚不小于 4mm 时,可不装设接闪器,但应接地,且接地点不应少于两处,两接地点间距离不宜大于 30m,冲击接地电阻不应大于 30Ω。当防雷的接地装置符合 6.2.2.1 节第(5)条的规定时,可不计及其接地电阻值。放散管和呼吸阀的保护应符合 6.2.2.1 节第(1)条的要求。

6.2.3 第三类防雷建筑物的雷电防护措施

6.2.3.1 第三类防雷建筑物的直击雷防护

(1) 宜采用装设在建筑物上的避雷网(带)或避雷针,或由这两种混合组成的接闪器。避雷网(带)应按 GB 50057 附录二的规定沿屋角、屋脊、屋檐和檐角等易受雷击的部位敷设,并应在整个屋面组成不大于 20m×20m 或 24m×16m 的网格。平屋面的建筑物,当其宽度不大于 20m 时,可仅沿网边敷设一圈避雷带。

(2) 每根引下线的冲击接地电阻不宜大于 30Ω,但对第三类防雷建筑物则不宜大于 10Ω。其接地装置宜与电气设备等接地装置共用。防雷的接地装置宜与埋地金属管道相连。当不共用、不相连时,两者间在地中的距离不应小于 2m。

在共用接地装置与埋地金属管道相连的情况下,接地装置宜围绕建筑物敷设成环形接地体。

(3) 建筑物宜利用钢筋混凝土屋面板、梁、柱和基础的钢筋作为接闪器、引下线和接地装置,并应符合 6.2.2.1 节第(4)条第 2)、3)、6)款和下列的规定:

1) 利用基础内钢筋网作为接地体时,在周围地面以下距地面不小于 0.5m,每根引下线所连接的钢筋表面积总和应符合

$$S > 1.89k_c^2 \tag{8.5-72}$$

式中: S 为钢筋表面积总和, m²。

2) 当在建筑物周边的无钢筋的闭合条形混凝土基础内敷设人工基础接地体时,接地体的规格尺寸不应小于表 8.5-15 的规定。

表 8.5-15 第三类防雷建筑物环形人工基础
接地体的规格尺寸

| 闭合条形基础的周长 (m) | 扁钢(厚×宽) | 圆钢(根数×直径) |
|------------------|--------------------------------|-----------|
| ≥60 | — | 1×10mm |
| ≥40 且 <60 | 4mm×20mm | 2×8mm |
| <40 | 钢材表面积总和不小于 1.89mm ² | |

注 1. 当长度相同、截面相同时,宜优先选用扁钢。
2. 采用多根圆钢时,其敷设净距不小于直径的 2 倍。
3. 利用闭合条形基础内的钢筋作接地体时可按本表校验。除主筋外,可计入箍筋的表面积。

(4) 当土壤电阻率 ρ 小于或等于 300Ω·m 时,在防雷的接地装置同其他接地装置和进、出建筑物的管道相连的情况下,防雷的接地装置可不计及接地电阻值,其接地体应符合 6.2.2.1 节第(5)条的规定,但其第 2)、3)款应改为在符合本节第(3)条规定的条件下,且 6.2.2.1 节第(5)条第 3)款③项所规定的钢筋表面积总和改为大于或等于 0.37m²。

(5) 突出屋面的物体的保护方式应符合 6.2.2.1 节第(1)条的规定。

(6) 砖烟囱、钢筋混凝土烟囱宜在烟囱上装设避雷针或避雷环保护。多支避雷针应连接在闭合环上。

1) 当非金属烟囱无法采用单支或双支避雷针保护时,应在烟囱口装设环形避雷带,并应对称布置三支高出烟囱口不低于 0.5m 的避雷针。

2) 钢筋混凝土烟囱的钢筋应在其顶部和底部与引下线和贯通连接的金属爬梯相连。当符合本节第(3)条的要求时,宜利用钢筋作为引下线和接地装置,可不另设专用引下线。

3) 高度不超过 40m 的烟囱可只设一根引下线,超过 40m 时应设两根引下线。可利用螺栓连接或焊接的一座金属爬梯作为两根引下线用。

4) 金属烟囱应作为接闪器和引下线。

(7) 引下线不应少于两根,但周长不超过 25m 且高度不超过 40m 的建筑物可只设一根引下线。引下线应沿建筑物四周均匀或对称布置,其间距不应大于 25m。当仅利用建筑物四周的钢柱或柱子的钢筋作为引下线时,可按跨度设引下线,但引下线的平均间距不应大于 25m。

6.2.3.2 第三类防雷建筑物雷电反击的防护

防止雷电流流经引下线和接地装置时产生的高电位对附近金属物或线路的反击,应符合 6.2.2.3 节的防护要求,但表达式相应改为

当 $l_x < 5R_i$ 时,

$$S_{a3} \geq 0.2k_c(R_i + 0.1l_x) \tag{8.5-73}$$

当 $l_x \geq 5R_i$ 时,

$$S_{a3} \geq 0.5k_c(R_i + l_x) \tag{8.5-74}$$

$$S_{a4} \geq 0.05k_c l_x \tag{8.5-75}$$

6.2.3.3 第三类防雷建筑物雷电侵入波的防护

防雷电侵入波的措施,应符合下列要求:

(1) 对电缆进出线,应在进出端将电缆的金属外皮、钢管等与电气设备接地相连。当电缆转换为架空线时,应在转换处装设避雷器;避雷器、电缆金属外皮和绝缘子铁脚、金具等应连在一起接地,其冲击接地电阻不宜大于 30Ω。

(2) 对低压架空进出线,应在进、出处装设避雷器并与绝缘子铁脚、金具连在一起接到电气设备的接地装置上。当

多回路架空进出线时, 可在母线或总配电箱处装设一组避雷器或其他型式的过电压保护器, 但绝缘子铁脚、金具仍应接到接地装置上。

(3) 进出建筑物的架空金属管道, 在进出处应就近接到防雷或电气设备的接地装置上或独自接地, 其冲击接地电阻不宜大于 30Ω 。

6.2.3.4 特殊的第三类防雷建筑物的雷电防护

高度超过 60m 的建筑物, 其防侧击和等电位的保护措施应符合 6.2.2.5 节第 (1) 条第 1)、2)、4) 款的规定, 并将 60m 及以上外墙上的栏杆、门窗等较大的金属物与防雷装置连接。

6.3 建筑物的防雷装置

6.3.1 接闪器

接闪器包括避雷针、架空避雷线和避雷网, 具体要求如下:

(1) 避雷针宜采用圆钢或焊接钢管制成, 其直径应不小于下列数值:

- 1) 针长 1m 以下时, 圆钢为 12mm, 钢管为 20mm。
- 2) 针长 1~2m 时, 圆钢为 16mm, 钢管为 25mm。
- 3) 烟囱顶上的针, 圆钢为 20mm, 钢管为 40mm。

(2) 避雷网和避雷带宜采用圆钢或扁钢, 优先采用圆钢。圆钢直径不应小于 8mm。扁钢截面面积应不小于 48mm^2 , 其厚度不应小于 4mm。当烟囱上采用避雷环时, 其圆钢直径应不小于 12mm; 扁钢截面面积应不小于 100mm^2 , 厚度应不小于 4mm。

(3) 架空避雷线和避雷网宜采用截面面积不小于 35mm^2 的镀锌钢绞线。

(4) 除第一类防雷建筑物外, 金属屋面的建筑物宜利用其屋面作为接闪器, 并应符合下列要求:

- 1) 金属板之间采用搭接时, 其搭接长度应不小于 100mm。
- 2) 金属板下面无易燃物品时, 其厚度应不小于 0.5mm。
- 3) 金属板下面有易燃物品时, 为铁板时厚度应不小于 4mm, 为铜板时厚度应不小于 5mm, 铝厚度板应不小于 7mm。

4) 金属板无绝缘被覆层。薄的油漆保护层或 0.5mm 厚沥青层或 1mm 厚聚氯乙烯层均不属于绝缘被覆层。

(5) 除 6.2.1.1 节和 6.2.2.1 节第 (1) 条的规定外, 屋顶上永久性金属物宜作为接闪器, 但其各部件之间均应连成电气通路, 并应符合下列规定:

- 1) 旗杆、栏杆、装饰物等, 其尺寸应符合本节第 (1) 条和第 (2) 条的规定。
- 2) 钢管、钢罐的壁厚不小于 2.5mm, 但钢管、钢罐一旦被雷击穿, 其介质对周围环境造成危险时, 其壁厚不得小于 4mm。利用屋顶建筑构件内钢筋作接闪器应符合 6.2.2.1 节第 (4) 条和 6.2.3.1 节第 (3) 条的规定。

(6) 除利用混凝土构件内钢筋作接闪器外, 接闪器应热镀锌或涂漆。在腐蚀性较强的场所, 尚应采取加大其截面或其他防腐措施。

(7) 不得利用安装在接收无线电视广播的共用天线的杆顶上的接闪器保护建筑物。

6.3.2 引下线

(1) 引下线宜采用圆钢或扁钢, 宜优先采用圆钢。圆钢直径不应小于 8mm。扁钢截面面积不应小于 48mm^2 , 厚度

不应小于 4mm。当烟囱上的引下线采用圆钢时, 其直径不应小于 12mm; 采用扁钢时, 其截面面积不应小 100mm^2 , 厚度不应小于 4mm。防腐措施应符合 6.3.1 节第 (6) 条的要求。利用建筑构件内钢筋作引下线应符合 6.2.2.1 节第 (4) 条和 6.2.3.1 节第 (3) 条的规定。

(2) 引下线应沿建筑物外墙明敷, 并经最短路径接地; 建筑艺术要求较高者可暗敷, 但其圆钢直径不应小于 10mm, 扁钢截面面积不应小于 80mm^2 。

(3) 建筑物的消防梯、钢柱等金属构件宜作为引下线, 但其各部件之间均应连电气通路。

(4) 采用多根引下线时, 宜在各引下线上于距地面 0.3~1.8m 之间装设断接卡。当利用混凝土内钢筋、钢柱作为自然引下线并同时采用基础接地体时, 可不设断接卡。利用钢筋作引下线时应在室内外的适当地点设若干连接板, 该连接板可供测量、接人工接地和作等电位连接用。当仅利用钢筋作引下线并采用埋于土壤中的人工接地体时, 应在每根引下线上于距地面不低于 0.3m 处设接地体连接板。采用埋于土壤中的人工接地体时应设断接卡, 其上端应与连接板或钢柱焊接。连接板处宜有明显标志。

(5) 在易受机械损坏和防人身接触的地方, 地面上 1.7m 至地面下 0.3m 的一段接地线应采取暗敷或镀锌角钢、改性塑料管或橡胶管等保护措施。

6.3.3 接地装置

(1) 埋于土壤中的人工垂直接地体宜采用角钢、钢管或圆钢, 埋于土壤中的人工水平接地体宜采用扁钢或圆钢。圆钢直径不应小于 10mm; 扁钢截面面积不应小于 100mm^2 , 厚度不应小于 4mm; 角钢厚度不应小于 4mm; 钢管壁厚不应小于 3.5mm。在腐蚀性较强的土壤中, 应采取热镀锌等防腐措施或加大截面。接地线应与水平接地体的截面相同。

(2) 人工垂直接地体的长度宜为 2.5m。人工垂直接地体间的距离及人工水平接地体间的距离宜为 5m, 当受地方限制时可适当减小。

(3) 人工接地体在土壤中的埋设深度应不小于 0.5m。接地体应远离由于砖窑、烟道等的高温影响使土壤电阻率升高的地方。

(4) 在高土壤电阻率地区, 降低防直击雷接地装置接地电阻宜采用下列方法:

- 1) 采用多支线外引接地装置, 外引长度不应大于有效长度, 有效长度应符合 GB 5007 附录三的规定。
- 2) 接地体埋于较深的低电阻率土壤中。
- 3) 采用降阻剂。
- 4) 换土。
- 5) 防直击雷的人工接地体距建筑物出入口或人行道不应小于 3m。当小于 3m 时应采取下列措施之一:
 - 1) 水平接地体局部深埋不应小于 1m。
 - 2) 水平接地体局部应包绝缘物, 可采用 50~80mm 厚的沥青层。

3) 采用沥青碎石地面或在接地体上面敷设 50~80mm 厚的沥青层, 其宽度应超过接地体 2m。

(6) 埋在土壤中的接地装置, 其连接应采用焊接, 并在焊接处作防腐处理。

(7) 接地装置工频接地电阻的计算应符合现行国家标准 GBJ 65—1983《工业与民用电力装置的接地设计规范》的规定, 其与冲击接地电阻的换算参考表 8.5-16。

表 8.5-16 接地装置冲击接地电阻与
工频接地电阻换算表

| 要求的冲击接 地电阻值 (Ω) | 在以下土壤电阻率下工频接地电阻允许极限值 (Ω) | | | |
|--------------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|------------------------------------|----------------------------|
| | $<100\Omega\cdot\text{m}$ | 100~ 500 $\Omega\cdot\text{m}$ | 500~ 1000 $\Omega\cdot\text{m}$ | $>1000\Omega\cdot\text{m}$ |
| 5 | 5 | 5~7.5 | 7.5~10 | 15 |
| 10 | 10 | 10~15 | 15~20 | 30 |
| 20 | 20 | 20~30 | 30~40 | 60 |
| 30 | 30 | 30~45 | 45~60 | 90 |
| 40 | 40 | 40~60 | 60~80 | 120 |
| 50 | 50 | 50~75 | 75~100 | 150 |

7 建筑物内电子系统的雷电防护

以集成电路为核心的电子设备对雷电冲击的耐受性是十分脆弱的，因此建筑物内电子系统的雷电防护既十分必要，又十分重要。

7.1 雷电对电子系统的危害

随着现代电子技术的发展，大量精密电子设备的使用和联网，安装在信息系统中的设备经受着直击雷、感应雷、雷电瞬间过电压、零电位漂移等浪涌和过电压的侵袭，经常会受到各种过电压、过电流的危害。由于一些电子设备工作电压仅几伏，传递信息的电流也很小，对外界的干扰极其敏感，而雷电的电压可高达数十万伏，瞬间电流可高达数十万安，因此具有极大的破坏性。避雷针能防止直接雷击，但不能阻止感应雷击过电压、零电位漂移过电压以及这些过电压在泄放电流时在其周围所产生的很强的感应电压，而这些过电压却是破坏电子设备的主要危险源。雷电造成的危害是无孔不入的，对电子信息系统的危害很大。据研究，当磁场强度 $B_m \geq 0.07 \times 10^{-4} \text{T}$ 时，无屏蔽的计算机会发生暂时性失效或误动作；当 $B_m \geq 2.4 \times 10^{-4} \text{T}$ 时，计算机元件会发生永久性损坏。而雷电电流周围出现的瞬变电磁场强度往往超过 $2.4 \times 10^{-4} \text{T}$ ，因此有效的防止雷电对电子信息设备所造成的危害，是保证电子信息设备安全、稳定运行的重要前提。

不考虑直击雷，电子系统可能受到的雷害威胁有四种。

7.1.1 雷电反击

当防雷装置接受雷击时，在接闪器引下线和接地体上都会产生很高的电压，由于雷电流巨大的陡度和幅值，雷电流周围产生了强大的变化磁场，处在变化磁场中的导体会感应出很高的电动势。如果防雷装置与建筑物内外电气设备、电线或其他金属管道之间的绝缘距离不够，它们之间会发生放电，称为反击。反击会损坏仪器设备，甚至危及人的生命，引起爆炸。

直击雷电流通过地表突出物的电阻入地散流。假如地电阻为 10Ω ，一个 30kA 的雷电流会使地网电位上升至 300kV 。如果受雷击的建筑物的供电线路来自另一个不同地网的变电所，那么上升的地电位与输电线上的电位将形成巨大反差，导致与输电线路相连的电气设备损坏。不仅是输电线路、动力电缆，凡是引进建筑物的金属管线都会引起雷电反击。

另一种雷电反击对建筑物内电子设备的危害也不容忽视。雷电流沿建筑物的接地网散流，支线上的雷电流和各点电位相差很大。对于连接在不同电位接地网上的电子设备，如果其间有电信号联系，那么超过其容许承受能力的地电位

差将导致设备破坏。

7.1.2 感应雷

感应雷在雷云之间放电或雷云对地放电时，在附近的户外传输信号线路、埋地电力线、设备间连接线上产生电磁感应并侵入设备，使串联在线路中间或终端的电子设备遭到损害。

当雷云层之间以及雷云与大地之间发生放电时，在放电通道周围产生的电磁感应、雷电电磁脉冲的辐射以及雷云电场的静电感应，使建筑物上的金属部件、管道、钢筋和由室外进入室内的电源线、信号传输线、天线馈线等感应出雷电高电压，并通过这些线路以及进入室内的管道、电缆、走线桥架等引入室内造成电子设备损坏。显然，感应雷危害是大面积的，是危害电子设备的主要干扰源。

7.1.3 雷电侵入波

远方落雷以电磁感应和静电感应等方式通过高压输电线路、低压电源线路、通信线以及金属管道等途径侵入建筑物。由于管线相对较长且存在着分布电感和电容，因此雷电传播速度减慢。这一现象用波传输理论来解释称作波传导衰减过程。雷电波在传输过程中通过不同参数的连接线路或线路端点时，波阻抗将发生变化，产生反射和折射，可导致波阻抗突变处的电压升高许多，从而加大了对设备的危害。

7.1.4 雷电浪涌

雷电浪涌是近年来由于微电子设备的不断使用而引起人们极大重视的一种雷电危害形式，同时其防护方式也在不断完善。最常见的电子设备危害不是由直接雷击引起的，而是由雷击发生时在电源和通信线路中感应出的电流浪涌引起的。一方面由于电子设备内部结构高度集成化，设备耐过电压、耐过电流水平的下降，对雷电（包括感应雷及雷电过电压浪涌）的承受能力也在下降；另一方面由于信号来源路径增多，系统较以前更容易遭受雷电波侵入。浪涌电压可以通过电源线或信号线等路径窜入电子设备。美国 GE 公司测定，一般低压配电线（ 110kV ）在 $10\,000\text{h}$ （约一年零两个月）内在线间发生的超出原工作电压一倍以上的浪涌电压次数达到 800 余次，其中超过 1000V 的就有 300 余次。这样的浪涌电压完全有可能一次性将电子设备损坏。信号系统浪涌电压的主要来源是感应雷、电磁干扰、无线电干扰和静电干扰。信号传输线路收到这些干扰信号的影响，会使传输中的数据产生误码，影响传输的准确性和传输速率。

7.2 雷电对电子信息系统的干扰途径

产生干扰必须具备三个条件：干扰源、耦合途径以及敏感设备。

干扰源分为内部和外部两种：内部干扰源主要由装置工作原理和产品质量等决定的；外部干扰源主要由使用条件 and 环境因素决定，如工作电源直流回路受开关操作和天气等影响而引起浪涌电压、强电场、强磁场以及电磁波辐射等。

干扰通道有传导耦合、公共阻抗耦合和电磁耦合三种。外部干扰主要通过分布电容的电磁耦合传到内部，内部干扰则三种通道均有。

由于设备所用敏感元件的选用和结构布局等不尽合理，造成本身抗干扰能力差。对干扰加以抑制，降低其幅度，减少其影响力，这是从外部环境上加以改善。对电子设备的结构及内部元器件的布局进行优化设计，这是从电子设备内部对抗干扰性能的改善。

从实际雷害事故的调查情况来看，雷直接击中信息网络

的可能性不大,危害信息系统安全可靠运行的主要原因是雷击电磁效应。当雷击建筑物、建筑物附近地面、交流输电线路以及天空雷云间放电时,所产生的暂态高电位和电磁脉冲能够以传导、耦合感应和辐射等方式沿多种途径侵入室内信息系统。

7.2.1 干扰途径

(1) 由电源供电线路入侵。电子信息系统的电源由电力线路引入室内,电力线路可能遭受直击雷和感应雷。直击雷击中高压电力线路后,经过变压器耦合到低压侧,入侵到为电子信息系统的设备。另外,低压线路也可能被直击雷击中或感应产生雷电过电压。在电源线上出现的雷电过电压平均可达 10kV,对电子信息系统可造成毁灭性打击。电源干扰复杂的众多原因之一就是其中包含着许多的可变因素,电源干扰可以以共模或差模方式存在。共模干扰是指电源线与大地或中性线与大地之间的电位差造成的干扰。差模干扰存在于电源相线与中性线之间。对三相电源来讲,这些干扰还存在于相线与相线之间。电源干扰复杂的另一个原因是干扰情况可以从持续周期很短暂的尖峰干扰到全失电之间变化。电源干扰的类型见表 8.5-17 所示。电源干扰进入设备的途径有电磁耦合、电容耦合以及直接进入三种。

表 8.5-17 电源干扰类型

| 序号 | 干扰的类型 | 典型的起因 |
|----|-------|--------------------|
| 1 | 跌落 | 雷击,重载接通,电网电压低下 |
| 2 | 失电 | 气候恶劣,变压器故障,其他原因 |
| 3 | 频率偏移 | 发电机不稳定,区域性电网故障 |
| 4 | 电气噪声 | 无线电信号,弧光,转换器和逆变器 |
| 5 | 浪涌 | 负载变化,变压器抽头不当 |
| 6 | 谐波失真 | 整流,开关负载,开关型电源,调速驱动 |

(2) 由信息系统传输线路入侵。由信息系统传输线路入侵可分为以下三种情况:

1) 当地面突出物遭直击雷时,强雷电压将邻近土壤击穿,雷电流直接入侵到电缆外皮,进而击穿其外皮使高压入侵信号传输线路。

2) 雷云对地面放电时,在线路上感应出上千伏的过电压,击坏与线路相连的电气设备,并通过设备连线侵入通信线路。这种入侵沿通信线路传播,涉及面广,危害范围大。

3) 当通过一条多芯电缆连接不同来源的导线或者多条电缆平行铺设时,若某一导线被雷电击中,就会在相邻的导线中感应出过电压,击坏低压电子设备。

(3) 地电位反击电压通过接地体入侵。雷击时强大的雷电流经过引下线和接地体而泄入大地,在接地体附近形成放射形的电位分布。若有连接电子设备的其他接地体靠近,即产生高压地电位反击,入侵电压可高达数万伏。建筑物防直击雷的避雷引下线在传导强大的雷电流入地时,在附近空间中产生强大的电磁场变化,进而在相邻的导线(包括电源线和信号线)上感应出雷电过电压,因此建筑物的外部防雷系统不但不能保护建筑物内的电子设备,反而可能引入了雷电。电子信息系统等设备的集成电路耐压能力很弱,通常在 100kV 以下,因此必须建立多层次的电子信息系统防雷系统进行层层防护,以确保电子信息系统的安全。

7.2.2 耦合机制

雷电冲击影响微电子设备构成系统的耦合机制有下面

几种:

(1) 电阻耦合。雷电放电将使受影响的物体相对于远端地的电位上升几十万伏,地电位升高形成的电流将分布到设备的金属部分。电缆屏蔽层的电流在屏蔽层与芯线之间引起过电压,其数值与传输阻抗成正比例。

(2) 磁耦合。在导体中流通的雷电流或雷电通道中的雷电流会产生磁场,在几百米范围内可以认为磁场的变化率与雷电流的时间变化率相同。然而,磁场经常被建筑材料和周围的物体所衰减和改变,磁场的变化会在室内外电源、信号线及设备产生感应电流和电压。

(3) 电耦合。雷电通道下端的电荷会在附近产生一个很强的电场,它对具有鞭状天线的设备有影响,而建筑物内部电子设备的电场干扰一般可以忽略。

(4) 电磁耦合。远距离雷电放电产生的电磁场会在大范围的数据传输发网上感应出过电压。这种干扰会传导到电子设备的接口上,但直接辐射的电磁场很难对建筑物或机柜内的电子设备造成破坏。

7.3 雷电电磁脉冲防护分级计算方法

电子信息系统雷击电磁脉冲防护的风险评估主要应考虑信息系统所处的环境因素(包括地区雷电活动情况、所处建筑物的结构以及机房环境等)、信息系统设备自身情况(主要包括重要性、耐冲击能力、屏蔽状况等),以及发生雷击事故的后果严重程度三个方面进行综合评估,将信息系统雷击电磁脉冲防护分为 A、B、C、D 四级,分别采取相应的多级防护措施。

7.3.1 建筑物年预计雷击次数

在以上分类中,建筑物的年预计雷击次数为

$$N = kN_gA_g \tag{8.5-76}$$

式中: N 为建筑物预计雷击次数,次/年; k 为雷击次数校正系数,在一般情况下取 1 位于旷野孤立的建筑取 2,金属屋面的转木结构建筑物取 1.7,位于河边、湖边、山坡下或山地中土壤电阻率较小处、地下水露头处、土山顶部、山谷风口等处的建筑物,以及特别潮湿的建筑物取 1.5; N_g 为建筑物所处地区的雷击大地的年平均密度,次/($\text{km}^2 \cdot \text{年}$); A_g 为与建筑物接受相同雷击次数的等效面积, km^2 。

式(8.5-76)中 N_g 的值由下式求得

$$N_g = 0.024T_d^{1.3} \tag{8.5-77}$$

式中: T_d 为年平均雷电日,根据当地气象台(站)资料确定,天/年。

式(8.5-76)中 A_g 的值由下式确定

$$A_g = [LW + 2(L + W) \sqrt{H(200 - H)} + \pi H(200 - H)] \times 10^{-6} \quad (H < 100\text{m 时}) \tag{8.5-78}$$

$$A_g = [LW + 2(L + W) + \pi H] \times 10^{-6} \quad (H \geq 100\text{m 时}) \tag{8.5-79}$$

式中: L 、 W 、 H 分别为建筑物的长、宽、高, m 。

A_g 按式(8.5-79)计算时,建筑物每边的扩大宽度应按等于建筑物的高 H 计算。

当建筑物各部位的高不同时,应按建筑物周边逐点算出最大扩大宽度,其等效面积 A_g 应按每点最大扩大宽度外端的连接线所包围的面积计算,具体可查阅 GB 50057—1994

《建筑物防雷设计规范》。

7.3.2 信息系统设备损坏的可接受最大年平均雷击次数

由直接雷击和雷电电磁脉冲引起电子信息系统设备损坏的可接受最大年平均雷击次数 N_c 为

$$N_c = 5.8 \times 10^{-3} / C \tag{8.5-80}$$

$$C = C_1 + C_2 + C_3 + C_4 + C_5$$

式中： C_1 为建筑物材料结构因子（见表 8.5-18）； C_2 为信息系统重要程度因子（见表 8.5-19）； C_3 为耐冲击能力因子（见表 8.5-20）； C_4 为设备所在雷电防护区因子（见表 8.5-21）； C_5 为发生雷击事故业务中断的后果因子（见表 8.5-22）。

| 表 8.5-18 建筑物材料结构因子 | | | |
|--------------------|------|------|-----|
| 建筑物结构形式 | 砖混结构 | 砖木结构 | 木结构 |
| C_1 | 1.5 | 2.0 | 2.5 |

| 表 8.5-19 信息系统重要程度因子 | | | | |
|---------------------|------------|-------|-------|-------|
| 设备类别 | 一般计算机、通信设备 | C 类机房 | B 类机房 | A 类机房 |
| C_2 | 0.5 | 1.0 | 2.0 | 3.0 |

| 表 8.5-20 耐冲击能力因子 | | | |
|------------------|-----|-----|-----|
| 耐冲击类别 | 一般 | 软弱 | 相当弱 |
| C_3 | 0.5 | 1.0 | 3.0 |

| 表 8.5-21 设备所在雷电防护区因子 | | | |
|----------------------|------------|----------|----------|
| 雷电防护区类别 | LPZ 2 或更高层 | LPZ 1 区内 | LPZ 0 区内 |
| C_4 | 0.5 | 1.0 | 1.5~2.0 |

| 表 8.5-22 发生雷击事故业务中断的后果因子 | | | |
|--------------------------|-------|-------------|-------------|
| 事故后果类别 | 无不良后果 | 不允许中断，无严重后果 | 不允许中断，有严重后果 |
| C_5 | 0.5 | 1.0 | 1.5~2.0 |

7.3.3 雷电电磁脉冲防护等级计算

雷电电磁脉冲防护等级计算公式为

$$E = 1 - N_c / N \tag{8.5-81}$$

当 $E > 0.98$ 时，定为 A 级；当 $0.90 < E \leq 0.98$ 时，定为 B 级；当 $0.8 < E \leq 0.9$ 时，定为 C 级；当 $E \leq 0.8$ 时，定为 D 级。

在对信息系统雷击电磁脉冲防护分级后，应对信息系统弱电设备实施浪涌保护，具体要求为：A 级，采取 3~4 级浪涌保护器进行保护；B 级，采取 2~3 级浪涌保护器进行保护；C 级，采用两级浪涌保护器进行保护；D 级，采取一级及以上的浪涌保护器进行保护。

7.4 室内电子设备的综合防护

电子设备及电子系统大多数配备在建筑物室内，当建筑物直接遭受雷击或其附近区域发生雷击时，由雷电放电引起的电磁脉冲和暂态过电压波会通过各种途径侵入建筑物内，

危及室内电子设备的安全可靠运行。对于侵入室内雷害的治理是多方面的，需要采取综合防护措施，这些措施主要包括泄流、均压、接地、屏蔽和隔离等。在这些措施中，泄流就是利用放电管和压敏电阻等保护元件在暂态抑制过程中泄放暂态大电流，并进行箝位限压，这一措施已经在前面有所介绍。下面介绍其他措施。

7.4.1 均压与等电位连接

当雷击发生时，在雷电暂态电流所经过的路径上将会产生暂态电位升高，使该路径与周围的金属物体之间形成暂态电位差。如果这种暂态电位差超过了两者之间的绝缘耐受强度，就会导致对金属物体的击穿放电，使金属物体带高电位，这种带高电位的金属物体又有可能对其周围的其他金属物体再进行击穿放电，这种击穿放电能直接损坏电子设备，也能产生电磁场脉冲，干扰电子设备的正常运行。为了消除雷电暂态电流路径与金属物体之间的击穿放电，需要对室内的各种金属构件进行等电位连接，即将室内的设备、组件和元件的金属外壳或构架连接在一起，并与建筑物的防雷接地系统相连接，形成一个电气上连续的整体，这样就可以在发生雷击时避免在不同金属外壳或构架之间出现暂态电位差，使得它们彼此间等电位，并维持在地电位的水平，这就是均压措施。

通常，对于进入室内的各种金属管道，如水管、供热管、供气管以及通信、信号和电源等的电缆金属（屏蔽）护套都要进行等电位连接。电源电缆和信号电缆中各带电导线上的保护元件或保护装置实际上会起到暂态均压的作用，当雷电暂态过电压波沿电源线或信号线侵入室内时，这些保护元件和装置的动作限压，使得电源线或信号线与其附近金属管道之间不会出现较大的暂态电位差。

等电位连接分两种基本型式：直接连接和间接连接。直接连接是将两个金属构件通过螺纹紧固、铆接和焊接等工艺直接进行电气连接；间接连接是采用均压带这个中间环节将两个构件在电气上连接起来，均压带的连接固定可以用螺纹，也可以采用焊接。间接连接的均压效果不如直接连接的好，但对于室内的各种金属管道以及各种金属电缆金属护套，由于它们相互之间实际间隔和位置的限制，一般只能采用均压带和均压母线进行间接连接。事实上，无论是直接连接还是间接连接，都必须保证金属面之间有可靠的电气接触。

均压带应采用导电性能好的金属薄板，常用的有铜或铝薄板。均压带自身的寄生电感以及它与金属面之间的接触电阻要尽可能小，因为这种寄生电感和接触电阻在暂态电流作用时所产生的暂态压降将会影响均压质量。为此，均压带应尽可能短而宽，并要保持直线连接状态，避免出现弯曲，因为均压带的弯曲将会增大其寄生电感。另外，均压带应具有足够的通流容量，应能够耐受在其所连接之处可能出现的最大暂态电流，以免均压带因过电流熔断而造成更大的危害。

7.4.2 接地

在电子设备和电子系统中，各种电路均有电位基准，将所有的基准点通过导体连接在一起，该导体就是设备或系统内部的地线；如果将这些基准点连接到一个导体平面上，则该平面就称为基准平面，所有信号就是以该平面作为零电位参考点。电子设备常以其金属底座、外壳或铜带作为基准面，基准面不一定都与大地相连，在通常情况下，将基准面与大地相连主要是基于为设备的操作人员提供安全保障和提高设备的工作稳定性两个目的。

7.4.2.1 工作接地

电子设备的工作接地主要是为了使整个电子电路有一个公共的零电位基准面，并给高频干扰信号提供低阻抗的通路，以及使屏蔽措施能发挥良好的效能。工作接地主要有以下三种方式。

(1) 浮地。浮地是指电子设备的地线在地电气上与建筑物接地系统保持绝缘，两者之间的绝缘电阻一般应在 $50\text{M}\Omega$ 以上，这样建筑物接地系统中的电磁干扰就不能传导到电子设备上去，地电位的变化对设备也就无影响。在许多情况下，为了防止电子设备外壳上的干扰电流直接耦合到电子电路上，常将外壳接地，而将其中的电子电路浮地，如图 8.7-25 所示。浮地方式的优点是抗干扰能力强；缺点是容易产生静电积累，当雷电感应较强时，外壳与其内部电子电路之间可能出现很高的电压，将两者之间绝缘间隙击穿，造成电子电路的损坏。

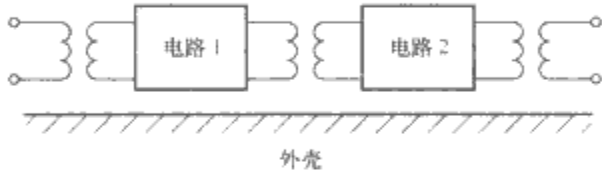


图 8.7-25 浮地方式

(2) 单点接地。把整个电子系统中某一点作为接地基准点，其余各单元的信号地都连到这一点上，如图 8.7-26 所示。单点接地可以避免形成地线回路，防止通过地线回路的电流传播干扰。在通常情况下，把低幅度的且易受干扰的小信号电路（如前置放大器等）用单独一条地线与其他电路的地线分开。而幅度和功率较大的大信号电路（如末级放大器和大功率电路等）具有较大的工作电流，其流过地线中的电流较大，为了防止它们对小信号电路的干扰，应有自己的地线。对于电动机、继电器和接触器等经常启动和动作的设备和器件，由于它们在启动和动作时会产生干扰，除了需要对它们采取屏蔽和隔离措施外，还必须有单独的地线。当采用多个电源分别供电时，每个电源都应有自己的地线（见图 8.7-27），这些地线都直接连接到一点去接地。在许多建筑物内，电子设备的安装位置与室内接地母线之间常存在着一定的距离，采用这种单点接地往往会使得接地连线具有较长的长度，由于每条地线均有阻抗，当流过地线中的电流频率足够高时，其波长就会与地线长度可比，这时的地线应看作是分布参数传输线，如果地线长度达到 $1/4$ 电流波长的奇数倍时，地线的人端阻抗趋于无穷大，它相当于开路。因此，单点接地一般只适用于 0.1MHz 以下的低频电路。

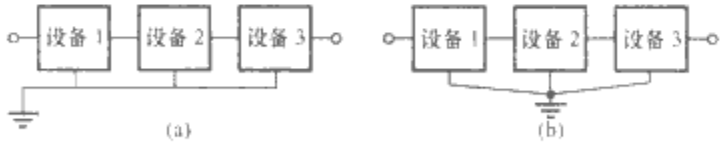


图 8.7-26 单点接地方式

(a) 串联式单点接地；(b) 并联式单点接地

(3) 多点接地。将电子系统中各设备的接地点都直接接到距离各自最近的接地平面上（见图 8.7-28），这样可以使接地连线的长度最短。这里所说的接地平面是指贯通整个电子系统的金属（具有高电导率）带，可以是设备的底板和结构框架等，也可以是室内的接地母线或接地网。采用多点接地的突出优点是可以就近接地，与单点接地相比，它能缩短接地连线的长度，减小其寄生电感，这对于雷电防护来说是有利的。但是，在采用多点接地后，设备或系统内部可能会

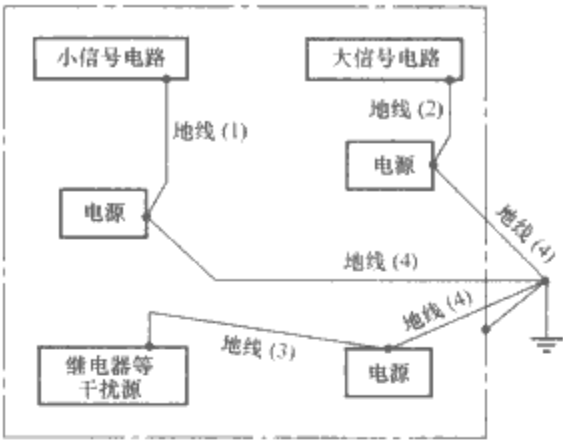


图 8.7-27 多分支单点接地

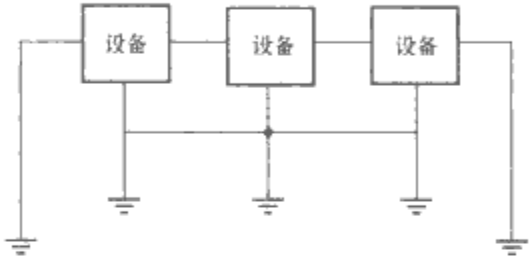


图 8.7-28 多点接地方式

产生很多地线回路，大信号电路可以通过地线回路电流影响小信号电路，造成干扰，有时可能会使电子电路不能正常工作。当出现这种情况时，可以改用混合接地方式，对于信号频率在 10MHz 以上的高频电路采用多点接地，对信号频率在 0.1MHz 以下的低频电路采用单点接地，而对那些信号频率在 $0.1\sim 10\text{MHz}$ 之间的电路，如果其实际接地连线长度不超过信号波长的 $1/20$ ，可采用单点接地，否则应采用多点接地。

7.4.2.2 安全接地

在发生雷击时，强大的雷电暂态大电流流过建筑物的接地系统将引起暂态地电位抬高，危及设备与人身的安全。通常，在使用电子设备的场合，常常伴随着电源等强电设备，电子设备与强电设备均需要接地，但要做到电子设备与强电设备的接地互相关分往往是十分困难的。在建筑物内，将电子设备与强电设备共用一个接地系统是比较容易实现的，不过这种共地也会带来一些副作用。将电子设备与强电设备共地，雷击时暂态大电流可以通过这样的耦合对电子设备形成干扰或产生过电压，另外雷电暂态电流流过接地系统所造成的暂态高电位也能通过各种电源线、信号线和金属管道传播到距离接地系统很远且原先此处为零电位的地方，将会对这里的电子设备及操作人员产生安全威胁。为了克服这些副作用，有些地方采用电子设备与强电设备分开接地，并采用许多复杂的隔离和绝缘措施将电子设备的接地连线引出到离强电设备接地系统较远（ 20m 以外）的地方单独接地，实际上，这种分开接地是不太容易实现的。由于各种线路、金属管道和建筑物构架中的钢筋纵横交错以及一些建筑物不断扩建，在设计与施工中稍有疏漏就容易造成在强电设备区出现的暂态高电位通过金属管道或构架钢筋引到低电位的电子设备区，或将电子设备区的低电位引到强电设备区，从而会引起击穿放电，危及设备与人身的安全。一些制造厂商要求其计算机单独接地，即将计算机的接地连线引到建筑物外一定距离后接在单独的地网上，这种接地要求往往是不切实际的。在建筑物遭受雷击时，建筑物的地电位将瞬时的抬高，由于计算机接地与建筑物的地网是分开的，则计算机地线此

时仍保持低电位,这样就易于对计算机造成击穿放电,使计算机被损坏。为此,可以在计算机单独接地的地线引入户处用一个低压避雷器或放电间隙与建筑物的总接地网连接,当建筑物遭受雷击时,其地电位抬高导致避雷器或放电间隙放电,从而使计算机接地与建筑物接地网达到大致相等的电位水平,这就是所谓的暂态共地。在正常情况下,避雷器或放电间隙将两个接地分开,有利于抗干扰,而在雷击时能实现两者之间的均压,避免发生击穿放电,危害设备安全。从雷电暂态过电压抑制的角度来看,采用这种暂态共地并配合采用均压措施,能在发生雷击时将建筑物及其内部的强电设备和电子设备以及操作人员同时都抬高到大致相等的电位水平,使设备与设备以及设备与人之间不会出现能造成危害的暂态电位差。

实际上,用较长的引线拉到比较远的地方去作单独接地,在低频信号情况下,对保护电子设备与远处的单独接地点等电位还有意义,但在高频信号情况下,较长引线的阻抗将影响等电位效果,特别是在信号波长与引线长度之间满足1/4奇数倍关系时,引线相当于开路,起不到外伸接地的作用。

7.4.3 屏蔽

电子设备中大量采用半导体器件和集成电路,这些电子和微电子器件是十分脆弱的。由雷击产生的暂态电磁脉冲可以直接辐射到这些元器件上,也可以在电源或信号线上感应出暂态过电压波,沿线路侵入电子设备,使电子设备工作失灵或损坏。利用屏蔽体来阻挡或衰减电磁脉冲的能量传播是一种有效的防护措施。电子设备常用的屏蔽体有设备的金属外壳、屏蔽室的外部金属网和电缆的金属护套等。采用屏蔽措施对于保证电子设备的正常和安全运行来说是十分重要的。

7.4.3.1 辐射屏蔽

在发生雷击时,由雷电暂态电流产生的暂态电磁脉冲是很快,能使在其附近一定范围内的未屏蔽电子设备受到干扰和损坏。由国外进行的模拟试验表明:在不加屏蔽的条件下,使计算机工作失效的脉冲磁感应强度 $B_f = 0.07 \times 10^{-4} \text{T}$,使计算机元器件损坏的脉冲磁感应强度 $B_d = 2.4 \times 10^{-4} \text{T}$ 。参考这些数据,可以进一步估计雷电脉冲磁场对计算机引起的工作失效率和元器件损坏率。

考虑雷电主放电形成的最大脉冲磁感应强度为

$$B = \frac{I_m}{2\pi rk} \quad (8.5-82)$$

式中: I_m 为雷电流幅值, kA; r 为计算机到雷击点的地面水平距离, km, 系数 k 取为 7.96×10^5 。

雷电流幅值出现的概率为

$$P(I_m) = 10^{-\frac{I_m}{38}} \approx e^{-\frac{I_m}{38.2}} \quad (8.5-83)$$

则在离雷击点地面距离为 r 处的计算机工作失效概率为

$$P_f(r) = e^{-\frac{2\pi k B_f}{38.2}} \quad (8.5-84)$$

造成计算机元器件损坏的概率为

$$P_d(r) = e^{-\frac{2\pi k B_d}{38.2}} \quad (8.5-85)$$

例如在距离计算机 60m 处发生雷击时,计算机失效的概率为

$$P_f(0.06) = 0.95$$

计算机元器件损坏的概率为

$$P_d(0.06) = 0.15$$

为了降低雷击时计算机的失效概率和元器件损坏概率,

就需要对计算机采取良好的屏蔽措施。通常,应将计算机设备的金属外壳有效接地,使其发挥一定的屏蔽作用,对于从隔离变压器或稳压装置到机房配电箱的电源线应采用屏蔽电缆或穿金属管屏蔽。在机房中,空调设备的电源线和控制线也要穿金属管屏蔽,对于重要的计算机系统要采取对设备进行屏蔽乃至对整个机房进行屏蔽。

7.4.3.2 室内屏蔽措施

建筑物室内电子系统(尤其是高精尖电子设备)对雷电产生的电磁脉冲干扰是十分敏感的,需要特别注意它们的屏蔽问题。由于配备于各种室内电子系统的功能、组成、结构和安装位置不同,所采取的屏蔽措施也因具体情况而异难以概括为一个比较统一的模式,这里仅就一个较为典型的室内数据处理系统的屏蔽问题加以讨论。如图 8.7-29 所示,室内数据处理系统含四个数字设备,系统中既有电源线,又有未屏蔽和屏蔽的数据信号线,这些线路与各设备相连,同时又进出房间内外,该房间还开有门窗,房间混凝土墙中的结构钢筋及门窗的金属框尚未有效电气连接而构成完整的屏蔽笼,因此,由雷电产生的电磁脉冲能比较容易的通过电源线、信号线或通过直接辐射侵害系统中各数字设备。对于该数据处理系统将采取以下屏蔽措施:

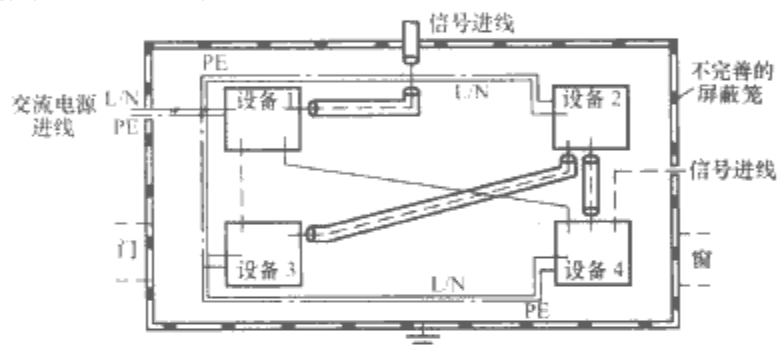


图 8.7-29 室内数据处理系统

——电源线 (L/N); --- 未屏蔽信号线;
- - - 保护地线 (PE); ⊕ 屏蔽信号线

(1) 将房屋墙壁中的结构钢筋在相交处电气连接,并与金属门窗框焊接(见图 8.7-30),初步构成一个带门窗开口的屏蔽笼,其中的门窗开口将是电磁脉冲进入室内的直接空间途径。为了改善房间的屏蔽效果,在门窗上分别加装金属网并与门窗框实施有效的电气连接,这样就构成了一个完整的屏蔽笼,该屏蔽笼在导体结构上虽然是稀疏的,但毕竟可以构成对电磁脉冲辐射的初级屏蔽。在室内沿墙壁四周再做一圈保护接地环,沿该接地环每隔一定距离与屏蔽笼上的结构钢筋进行有效的电气连接。

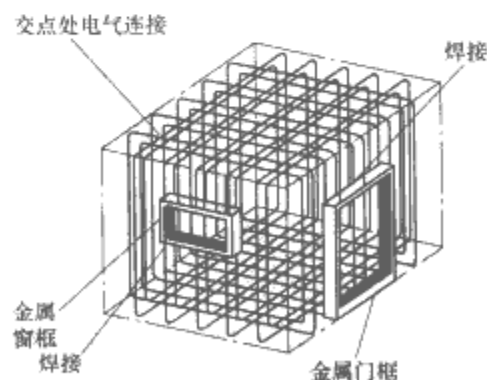


图 8.7-30 结构钢筋及金属门框的电气连接

(2) 将各数字设备的外壳就近与接地环连接,交流电源的保护地线(PE)也要与接地环相连,并保持与电源线平行。另外,将室内屏蔽信号电缆的护套与接地环、保护地线

以及设备外壳等就近相连接,在未屏蔽信号线上加装短路环,短路环的两端也要与设备外壳、保护地线和接地环等相连接,如图 8.7-31 所示。

通过以上两步屏蔽措施的落实,使得室内数据处理系统具有了抗拒来自室内外雷电电磁脉冲的屏蔽能力;但从综合防护的角度来看,还需要采取暂态过电压防护措施与之相配合,即在各电源进线或信号进线的出入口处加装相应的电源或信号保护装置,在各数字设备的输入与输出端加装保护元件,以便从整体上构成对雷电危害的系统保护。

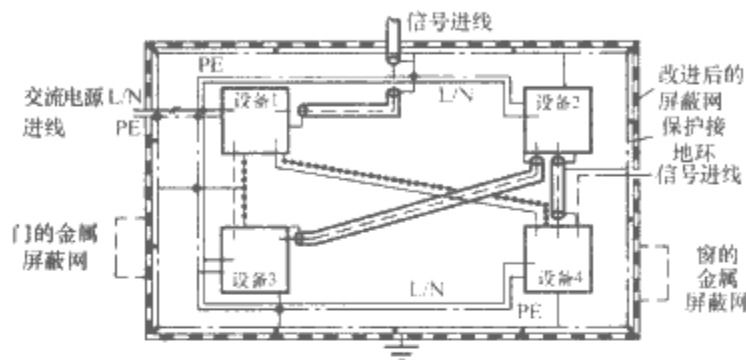


图 8.7-31 数据处理系统的屏蔽措施

—电源线 (L/N); ---未屏蔽信号线; ————短路环;
...保护地线 (PE); ————屏蔽信号线

7.4.3.3 仪器屏蔽

一般的说,凡是含有对电磁脉冲敏感元器件的电子仪器都应采用连续的金属层加以封闭,在各个电子仪器之间的信号连线要采用屏蔽电缆,或采用穿金属管进行屏蔽,在信号电缆的两端保持其护套与仪器的屏蔽体(如金属外壳)具有良好的电气接触,使它们能构成一个完整的屏蔽体系。出于暂态过电压防护的目的,进入电子仪器的电源线应采用像压敏电阻之类的保护元件与仪器的屏蔽体系相连接,在屏蔽信号电缆的输入和输出端,宜采用像暂态抑制二极管之类的保护元件与仪器屏蔽体系相连接,以便在仪器的出入口将沿信号线侵入的暂态过电压波堵住,不让它进入仪器。

7.4.3.4 信号线和电源线屏蔽

强大的雷电电磁脉冲能够在信号线或电源线等线路上感应出暂态过电压波,过电压波将沿线路传输,侵入线路所端接的电子仪器和设备。为了防止由此而造成的设备损坏,所有的信号线及低压电源线都应采用有金属屏蔽层的电缆,没有屏蔽的导线应穿铁管加以屏蔽。屏蔽层阻挡和衰减电磁脉冲的性能不仅与屏蔽层的材料和屏蔽层上网眼大小有关,而且与屏蔽层的接地方式有关。就暂态过电压防护而言,需要信号线或电源线的屏蔽层沿线路多点接地或至少应在线路的首、末两端接地。当采用多点接地后,各接地点之间的屏蔽层与地之间形成回路,低频干扰电流的电磁场可能会有一部分透过屏蔽层,在电缆的芯—护套回路中产生低频干扰,这就要求屏蔽层沿线路只能采取单点接地。但是,从安全的角度来看,电缆屏蔽层(护套)采用单点接地是不可取的。如图 8.7-32 所示,楼 1 和楼 2 各有自己的独立接地系统,设它们的集中接地电阻分别为 R_1 和 R_2 ,这两座楼中的电子设备 A 和 B 通过一条屏蔽电缆连接起来。在图 8.7-32 (a) 中,电缆的屏蔽层在楼 2 中单点接地,且与楼 2 中的电子设备 B 一并在此接地。现假设楼 1 遭受雷击,如果有 10kA 的雷电暂态电流流过楼 1 的接地电阻 R_1 ,取 $R_1=4\Omega$,则楼 1 的低电位将抬高到 40kV,而此式楼 2 的接地电阻 R_2 中尚无暂态电流流过,其地电位近似为零,楼 1 中电子设备 A 的外壳也保持零电位,于是它与楼 1 接地体之间将存在 40kV

的暂态电压。这样高的电压将会直接造成电子设备 A 的损坏,严重时还会造成楼 1 中操作人员的伤亡。当改用图 8.7-32 (b) 所示的两点接地时,就可以避免这种危害。楼 1 和楼 2 中的电子设备 A 和 B 及电缆屏蔽层分别在各楼中就近接地。现再设楼 1 遭受雷击,雷击暂态电流将通过楼 1 接地电阻 R_1 、电缆屏蔽层及楼 2 接地电阻 R_2 入地。在这一暂态过程中,楼 1 和楼 2 的地电位及两楼中电子设备 A 和 B 外壳电位也有相应的抬高,这样在各楼中的电子设备外壳与接地体之间就不会出现较高的暂态电压,也就不会对楼内的电子设备及操作人员构成威胁。在图 8.7-32 (b) 中,为了防止由多点接地所产生的低频干扰,可将电缆穿入金属管内或采用双屏蔽电缆,将金属管或双屏蔽电缆的外屏蔽层的两端与两电子设备外壳分别连接并就近接地,金属管内的电缆单屏蔽层或双屏蔽电缆的内屏蔽层可以采用一端接地,这样既可保证安全,又有利于抑制低频干扰。

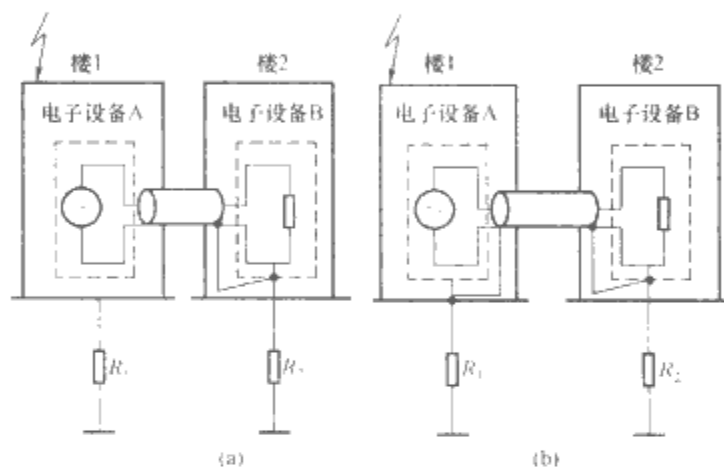


图 8.7-32 屏蔽电缆的接地

另外,在建筑物内进行电子系统的布线时,要注意避免出现较大的线路回路,典型的情况是有电源线与信号线所构成的大回路,如图 8.7-33 (a) 所示。这种回路面积如果过大,雷电电磁脉冲穿过回路时将感应出很高的暂态电压,危及与线路端接的设备。一种可行的方式是按图 8.7-33 (b) 来布置信号线和电源线,这样就大大的减小了两者所构成回路的面积。同时,信号线与电源线要采用屏蔽电缆,如果有必要的话,还应对回路所在房间采取屏蔽措施,以抑制电磁脉冲对回路的感应作用。

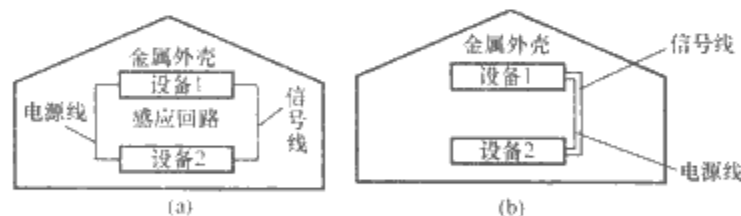


图 8.7-33 线路构成的回路及其限制

7.4.4 光线传输与光耦合器

当电子系统周围环境中的电磁脉冲干扰比较严重且难以采取屏蔽措施时,可以采用光纤传输来发送信号。光纤传输系统的工作原理如图 8.7-34 所示,其主要部件有光纤电缆、光发送机和光接收机。光纤电缆是信号传输的媒质,为了以光的形式来传输信号,分别在光纤电缆线路的发送端装有能够将电信号转换为光信号的光发送机,即电—光转换器,在光纤线路的接收端装有能够将光信号还原成电信号的光接收机,即光—电转换器。在许多情况下,为了保证良好的传输特性,常在发送和接收端分别装有调制解调器。在图 8.7-34 所示系统中,信号是以光的形式传输的,光纤是绝缘材料,因此它不受周围强电磁脉冲干扰的影响。

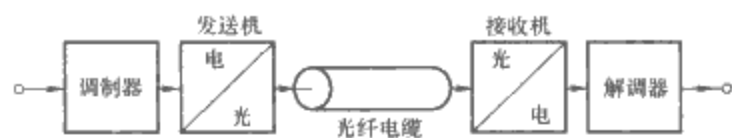


图 8.7-34 光线传输系统

抑制电磁脉冲干扰的另一个重要措施是采用光耦合，在电子系统中实施电气隔离。通常，出于安全考虑，电子系统多采用多点接地，由此而带来的弊端是形成地线回路，为了有效隔断这些地线回路，可以在两个单元电路之间装一个光耦合器加以隔离（见图 8.7-35），单元电路 1 的信号电流流过发光二极管后，发光二极管的发光强度随信号电流的变化而变化，于是就把单元电路 1 的信号转换为具有不同强度的光信号，再经过光电晶体管把不同强度的光信号转换成相应的电流信号，既可实现单元电路 1 和 2 之间的信号传输。发光二极管和光电晶体管一般是封装在一起的，构成一个光耦合器，它能够把单元电路 1 和 2 的地线回路环完全隔断，从而有效抑制由地线回路引起的干扰。在使用光耦合器时，单元电路 1 和 2 应分别供电，以避免电源线通过变压器构成新的干扰耦合路径。

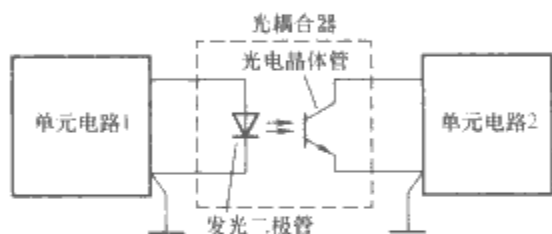


图 8.7-35 采用光耦合器隔断地线电路

7.5 信息技术设备的电磁干扰防护

在信息产业蓬勃发展的带动下，防雷界越来越重视信息技术设备的保护，专门提出了电子信息系统的防雷问题，并把它作为一项新课题来研究。国内外的有关标准主管组织相继颁布了一系列关于信息技术设备抗扰度限制和无线电干扰限制的标准和规范。从这些标准中规定的信息技术设备雷电浪涌冲击的技术指标可以看出，几个主要端口的保护极为重要。如果在电子信息系统防雷实施中做好了端口保护，那么信息技术设备的安全就有了保障。

7.5.1 信息技术设备的防雷端口及指标

根据雷电理论，设备遭受的雷击大致可分为直击雷、感应雷和传导雷。但不论雷击以哪一种形式到达设备，都可将其归纳为从以下四个部位侵入的雷电浪涌。在此把这些部位称为防雷端口，下面以电信设备为例进行说明。

(1) 外壳端口。可以把任何一个大的或小的电信设备视为一个整体的外壳，如电话机、电缆、交接箱、模块局以及交换中心等。它们有可能完全暴露在环境中受到直接雷击，造成设备损坏。标准规定，当设备外壳受到 4kV 的雷电静电放电时，不会影响技术设备或系统的正常运行。例如，放置于室外的交接箱有可能受到雷电接触放电的影响，位于机房内的交换机柜有可能受到大楼立柱泄流时的空气放电的影响。

(2) 信号线端口（含天线馈线、数据线和控制线等）。在电信系统中，为了实现信号或信息的传递，总要有与外界连接的部位，如电话网的交接端的总配线架（MDF）、数据传输网的服务器以及微波设备到天线的馈线口等。这些从外界接受信号或发射信号的借口都有可能受到雷电浪涌冲击。因为从楼外信号线端口进来的浪涌往往通过长电缆引入，所有标准规定采用 10/700 μ s 波形，线到线间浪涌电压为

0.5kV，线到地间浪涌电压为 1kV。而楼内电信设备之间传递信号的端口受到的浪涌冲击相当于电源线上的浪涌冲击，采用 1.2/50 μ s（8/20 μ s）组合波，线到线以及线到地间的浪涌电压限制不变。一旦超过该限制，信号端口和端口后的设备有可能被损坏。

(3) 电源端口。电源端口是分布最广泛也最容易感应或传导雷电浪涌的部位，从配电箱到电源插座这些电源端口可以处于任何位置。一般在 1.2/50 μ s（8/20 μ s）波形下线与线之间的浪涌电压限制值为 0.5kV，线到地之间的浪涌电压限制值为 1kV。此浪涌电压限制值指电源电压为交流 220V 时的限制，如果工作电压较低，则不能以此为标准。电源线上受到较小的浪涌冲击时虽然不一定会立即损坏设备，但至少对设备的使用寿命有影响。

(4) 接地端口。信息技术设备的接地端口是非常重要的。在雷电发生时，接地端口有可能受到地电位反击、地电位升高的影响，或者由于接地不良或接地不当而使接地电阻过大，从而达不到参考电位的要求而使设备损坏。接地端口不仅对接地电阻、接地线极（长度、直径、材料）、接地方式以及地网的设置等有要求，而且与设备的电气特性、工作频段和工作环境等有直接的关系。同时，浪涌电压还有可能从接地端口反击到直流电源端口，损坏由直流电源供电的设备。

综上所述，信息技术设备的防雷可以从以上四个关键的端口入手，如图 8.7-36 所示。

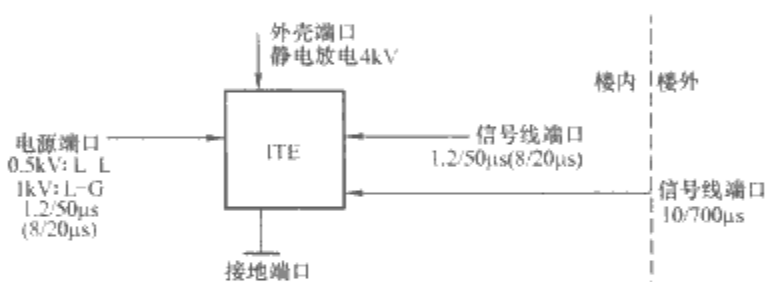


图 8.7-36 信息技术设备防雷的四个关键端口

7.5.2 信息技术设备的端口保护

7.5.2.1 外壳端口

信息技术设备的外壳端口保护不仅指建筑物外壳端口保护，也应当包括某个设备或者某套系统（如机柜、计算机机房等）的外壳保护。按照 IEC 1312-1《雷电电磁脉冲的防护》的有关规定，外壳端口保护的适用范围为建筑物内部或顶部信息系统的雷电防护系统的设计、安装、检查和维护。其保护方法主要有三种：接地、屏蔽及等电位连接。

(1) 接地。IEC 1024-1 中已经阐述了建筑物防雷接地的方法，主要通过建筑物地下网状接地系统达到要求。在进行信息系统防雷设计时，还要求将相邻两建筑物之间连接的电力线、通信电缆的接地线与建筑物的接地系统连接起来（不能形成回路，即为一端接地），以利用多条并行路径减少电缆中的电流。信息技术设备的微电子系统接地更应当注意系统的安全性和防止其他系统的干扰。一般来说，工作状态下微电子系统的接地不能直接和防雷地线相连，否则将有杂散电流进入微电子系统而引起信号干扰。正确的连接方式应当是在地下将两个不同地网通过低压避雷器连接起来，使其在雷击状态下自动连通。

(2) 屏蔽。从理论上考虑，屏蔽对信息设备外壳防雷是非常有效的，但从经济合理角度来看，还是应当从设备元器件抗扰度及对屏蔽效能的要求来选择不同的屏蔽方法。线路屏蔽的方法（即在信息系统中采用屏蔽电缆）已得到了广泛应用，但对于设备或系统的屏蔽需要视具体情况而定。IEC

提出了将建筑物中的钢筋连接到金属框架的措施,并在 IEC 1312-2作出了如下描述:建筑物内部信息系统的主要电磁干扰源是由一次闪击或是几个雷击瞬时电流造成的瞬态磁场。如果包含信息系统的建筑物或房间采用大空间屏蔽的方法,则瞬时电压将被降低到一个足够低的值。

(3) 等电位连接。等电位连接的目的是减小信息设备之间以及信息设备与金属部件之间的电位差。防雷区界面处的等电位连接要考虑建筑物内的信息系统,在那些对雷电电磁脉冲效应要求最小的地方,等电位连接最好采用金属板,并多次与建筑物的钢筋连接或连接在其他屏蔽物的构件上。对于信息系统的外露导电物,应建立等电位连接网,原则上一个等电位连接网不需要直接连在大地上,但实际上所有等电位连接网都有通大地的连接。

7.5.2.2 信号线端口

信号线端口保护现在已经有许多类型的较为成熟的保护器件,比如计算机网络接口保护器、天线馈线保护器以及电信终端设备的保安单元等。在选择保护器时除了要考虑保护器本身的性能外,还应该注意保护设备的传输速率、插入衰减限制、驻波比、工作电压以及工作电流等相关指标。如果在同一系统(或网络)中使用多级保护,还应该考虑其相互配合的问题。值得提出的时,由于商业因素,在同一网络中有过多使用保护器的倾向,这反而会带来降低速率、增大衰减、传输失真、信息丢失等问题。因此,对于某一网络的信号线端口保护,只需在网络信号进出的交界面处安装合适的保护器即可。

由信号线端口窜入的瞬态电流最容易损坏计算机、调制解调器、电话机、打印机、传真机以及局域网设备(如主板、并行口、网络接口卡等)。事实上瞬态电流或浪涌可能通过不同途径被引入到网络中,IEEE 802-3 中列出了四种可能对网络造成威胁的情况:

- (1) 局域网网络元件和供电回路或不同电压等级的电路发生直接接触。
- (2) 局域网电缆和元件上的静电效果。
- (3) 高能量瞬态电流同局域网系统耦合(由网络电缆附近的电缆引入)。

(4) 彼此相连的网络元件的地线电压间有细小差别,例如两幢不同建筑物的安全地线电压就有可能略有不同。

以数据通信线为例,在 RS-232 串、并行口的标准中用于泄放高能浪涌和故障电流的地线同数据信号的返回路径共享一条线路,而小至几十伏的瞬态电压都有可能通过这些串、并行口而损坏计算机及打印机等设备,电话线也能直接将户外电源线上的瞬态浪涌传导进来,COAX 网络接口能够传导由闪电和静电泄漏引起的浪涌电压。

用户应当慎重选择数据线保护器,有些保护器虽然起到了“分流”作用,但常常是将硅雪崩二极管(SAD)接在被保护线路和保护器外壳之间。测试结果表明 SAD 的箝位效果很好,但它的浪涌分流能力有限。同时压敏电阻(MOV)也不能在数据线保护器上使用。先进的计算机局域网通信接口防雷保护装置(无论是 RS-232 串、并行接口还是计算机同轴网络适配器接口)均采用瞬态过电压半导体放电管,其冲击残压参数指标很重要。有条件的话,采取多级保护设计电路效果更佳。

天线馈线保护器基本上采用波导分流原理,其中发射功率为 400W,额定测试放电电流(8/20 μ s)为 5kA,传输频率低于 2.5GHz,插入损耗低于 0.8dB,响应时间小于 100ns。

7.5.2.3 电源端口

原则上采用多级浪涌保护器进行电源保护,但信息系统的电源保护由于其敏感性必须采用残压值较低的保护器件,且此残压应当低于需要保护设备的耐受能力。同时,还必须考虑到电磁干扰对信息系统的影响,因此带滤波的分流设计应当更加理想。所以对于信息系统电源保护,值得特别注意的是:前两级采用通流容量大的保护器,在设备终端处则采用残压较低的保护器,最后一级的保护器中最好有滤波电路。在信息系统电源端口处安装 SPD 时应注意以下问题:

- (1) 多级 SPD 应当注意能量配合、时间配合以及距离配合的问题,如果配合不当的话,最终结果将适得其反。
- (2) 连接防雷保护器的引线应当尽量粗和短。
- (3) 全保护时尽可能将所有连接线捆扎在一起。

参 考 文 献

- [1] ANSI/ESD. S20. 20-1999. ESD association standard for the development of an electrostatic discharge control program.
- [2] 刘尚合, 武占成. 静电放电及其危害. 北京: 北京邮电大学出版社, 2004.
- [3] Electrostatic Discharge Control Handbook For Protection Of Electrical And Electrical And Electronic Parts, Assemblies And Equipment. Military Handbook, U. S. A.
- [4] 黄三明. 电除尘技术的发展与展望. 环境保护, 2005, (7): 59-63.
- [5] 郑文, 郭庆华, 姜志宏. 电除尘技术在工业现场中的应用. 长春工程学院学报, 2003, 4(4): 33-34.
- [6] 李斌, 孙纪念. 电除尘的原理及应用. 河南化工, 2003, (4): 32-33.
- [7] 中国环保产业协会电除尘委员会. 2005 年我国电除尘行业发展报告. 中国环保产业, 2006, (4): 21-22.
- [8] 余泳昌, 王保华. 静电喷雾技术综述. 农业与技术, 2004, 24(4): 190-193.
- [9] 汪成榕. 静电喷漆. 电镀与环保. 2000, 20(4): 28-30.
- [10] 王贞涛, 闻建龙, 陈燕, 王正. 静电雾化理论及应用技术研究进展. 排灌机械, 2004, 22(6): 41-44.
- [11] U. G. Biegelmeier, and W. R. Lee. New considerations on the threshold of ventricular fibrillation for AC shocks at 50 ~ 60 Hz. Proceedings of the IEEE, 1980, vol. 7: 103-110.
- [12] IEEE Std 80-2000. Guide for Safety in AC Substation Grounding.
- [13] IEEE Std 665-1995. IEEE Standard for Generating Station Grounding.
- [14] Dawalibi F P, Southey R D, Baishiki R S. Validity of Conventional Approaches for Calculating Body Currents Resulting From Electric Shocks. IEEE Transactions on Power Delivery, 1990, 5: 613-626.
- [15] Dawalibi F P, Xiong W, Ma J. Effects of Deteriorated and Contaminated Substation Surface Covering Layers on Foot Resistance Calculations. IEEE Transactions on Power Delivery, 1993, 8(1): 104-113.
- [16] Thaper B, Gerez V, Kejriwal H. Reduction Factor for the Ground Resistance of the Foot in Substation Yards. IEEE Transactions on PWRD, 1994, 9(1): 360-368.
- [17] Meliopoulos A P S, Xia F, Joy E B, Cokkinides G J. An Advanced Computer Model for Grounding System Analysis. IEEE Transactions on PWRD, 1993, 8(1): 13-23.
- [18] Joy E B, Meliopoulos A P, Webb R P. Touch and Step Calculations for Substation Grounding Systems. Paper A-79-052-2, IEEE/PES Winter Power Meeting, Feb. 1979.
- [19] 孙为民, 何金良, 曾嵘, 等. 季节因素对变电站地表高阻层安全效果的影响. 中国电力, 2000, 33(1): 62-65.
- [20] 陈锦兵. 电击时电流对人体的伤害. 农村电气化, 2005, (8): 7-8.
- [21] 万里. 浅谈触电对人体的伤害. 安全用电, 2003, (7): 38.
- [22] 连想. 电流对人体的作用及触电急救. 安全健康, 2006, (4): 32-33.
- [23] 姜富学, 竞花兰, 刘健辉. 电流对人体损伤与细胞电穿孔再法医学中的研究进展. 中国法医学杂志, 2003, 18(6): 371-373.
- [24] 陈渭民. 雷电学原理. 北京: 气象出版社, 2003.
- [25] Rakov V A, Uman M A. Lightning—Physics and Effects. UK, Cambridge: Cambridge University Press, 2003.
- [26] Cooray G V. The Lightning Flash. Bodmin, Cornwall: MPG Books Limited.
- [27] 张纬钹, 高玉明, 何金良. 过电压及绝缘配合. 北京: 清华大学出版社, 1998.
- [28] 张小青. 建筑防雷与接地技术. 北京: 中国电力出版社, 2002.
- [29] 张小青. 建筑物内电子设备的防雷保护. 北京: 电子工业出版社, 2000.
- [30] 周志敏, 周纪海, 纪爱华. 电子信息系统防雷接地技术. 北京: 人民邮电出版社, 2004.

第 9 篇 电工新技术

主编单位：中国科学院电工研究所

华北电力大学

中国航天科技集团

中国科学院等离子体物理研究所

主 编：严 萍 李成榕 张玉花 李艳秋 王祥科 宋涛

编写人员：孙鹤鸿(中国科学院电工研究所)

严 萍(中国科学院电工研究所)

詹花茂(华北电力大学)

李艳秋(中国科学院电工研究所)

彭爱武(中国科学院电工研究所)

沙次文(中国科学院电工研究所)

张玉花(中国航天科技集团八〇五所)

马季军(中国航天科技集团八〇五所)

李晓航(中国科学院电工研究所)

王祥科(中国科学院等离子体物理研究所)

邵 涛(中国科学院电工研究所)

刘松林(中国科学院等离子体物理研究所)

宋 涛(中国科学院电工研究所)

霍小林(中国科学院电工研究所)

袁伟群(中国科学院电工研究所)

任成燕(中国科学院电工研究所)

第1章 高电压大电流脉冲放电效应及应用

1 概述

高电压大电流放电技术是兴起于20世纪40年代的一项电工新技术。其主要原理是将电容或电感储存的电能在微秒至毫秒时间内释放,以产生强大的脉冲电流(几千安至数百千安)。同时在此放电过程中,会产生高强度的声、光、力、热及电磁效应等。几十年来,它在理论和应用方面取得了迅速发展,在高科技、国防建设和民用方面有着广泛的应用,有些方面已经形成产品,并走向市场,如用于医疗领域的体外冲击波碎石机、生物基因工程的高压放电基因枪、海洋和陆地地震勘探的电火花震源、金属材料处理的高压脉冲放电电源等。

电感储能虽然在技术上没有电容储能成熟,但在大容量储能时具有较好的经济性。电感储能的关键技术是具有高开断能力、长寿命的放电开关,一般采用压缩空气开关。电感线圈由若干螺管形铝电缆线圈串并联而成,电感量为几十毫亨,时间常数为数秒。

我国于1964年进行固体激光脉冲氙灯电源用大容量储能放电装置的研制,经过十万焦耳、百万焦耳电感储能装置的实验研究,解决了线圈的计算、设计和制造技术以及换流元件和控制电路的研制,并于1969年在合肥建成了储能为 6×10^4 kJ的大型电感储能装置。同时,也进行了储能100kJ的超导储能线圈放电装置的研制,并获得成功,使得作为脉冲电源的电感储能既可在微秒、毫秒级放电领域与电容器相竞争,也可在秒级放电领域与机械储能机组和蓄电池组相竞争。

除电容和电感储能外,现在还经常使用化学能、惯性储能(飞轮)的高电压大电流脉冲发电机,如炸药磁通压缩发生器、脉冲磁流体发电机,各种交直流高压脉冲发电机,包括电压千伏、电流百千安量级的补偿式交流脉冲发电机等。本节主要介绍电容储能下系统的原理、组成及安全保护。

1.1 基本原理

高压大电流产生技术原理如图9.1-1所示,主要包括充电系统、高压储能电容器、放电开关和负载(放电电极或线圈)等,其放电回路可等效为RLC电路。

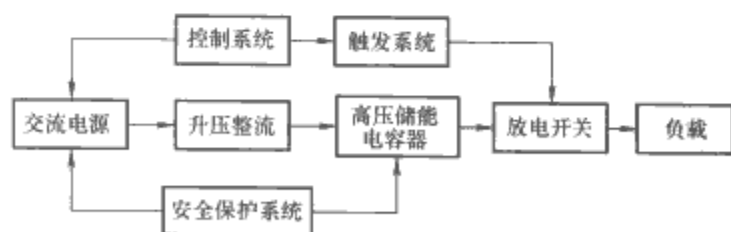


图 9.1-1 高压大电流产生技术原理框图

1.2 系统组成

1.2.1 充电系统

脉冲电容器是高压大电流发生器最常用的储能元件。一般给电容器充电最常用的方式是采用调压器(或可控硅调压

器)、高压变压器和高压整流模式。随着电力电子技术和高压变流技术的发展,充电技术正朝着高频化发展。由于高频高压充电电源在快速、高效及小型化方面具有显著的优点,是将来技术发展的必然趋势。图9.1-2所示为一种高频充电电源原理图。

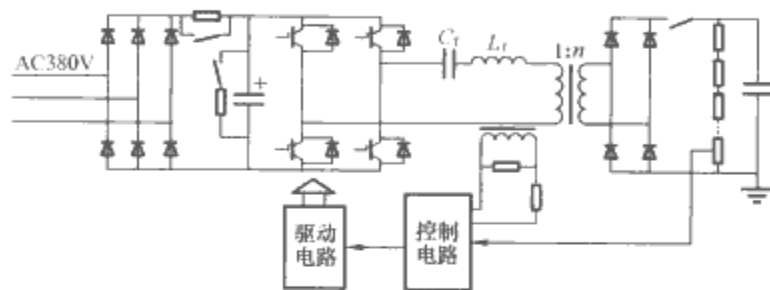


图 9.1-2 高频串联谐振充电电源的系统原理图

高频高压充电电源功率可达50kW,工作电压为5~30kV,工作方式采用全桥逆变,绝缘栅极型功率管频率在20~30kHz。

1.2.2 储能电容器

高压大电流放电技术中常用的储能电容器主要有自愈式、膜箔式和纸膜复合油浸式结构。其中,自愈式脉冲电容器的储能密度最高,国内一般为 $1\text{J}/\text{cm}^3$,国外可达 $2\text{J}/\text{cm}^3$ 。一般的油浸式脉冲电容器储能密度小于 $0.2\text{J}/\text{cm}^3$ 。

从大多数应用场合来看,电容器均工作在近似短路状态,因此,实际选取时应选择适合短路放电时内感较小的脉冲电容器,电压在5~30kV之间(用于液电清砂和清垢时,电压多在50~80kV之间),结构多采用纸膜复合油浸式结构。

脉冲电容器的使用寿命一般是额定电压下放电1万次,这在很多应用场合远远不能满足要求。通常采用降压使用以提高其使用寿命,当工作电压设定在额定电压的70%时,使用寿命可超过10万次;如欲使寿命达到百万次以上,通常采用50%额定电压工作。高储能密度电容器的使用寿命仅为数千次。

1.2.3 放电开关

作为电容器放电用的开关元件有旋转开关、引燃管、真空开关、固体介质开关和三电极火花隙开关等。三电极火花隙开关因其结构简单、耐压高、通流能力强等优点,在大电流放电技术中得到广泛应用。图9.1-3和图9.1-4所示为一

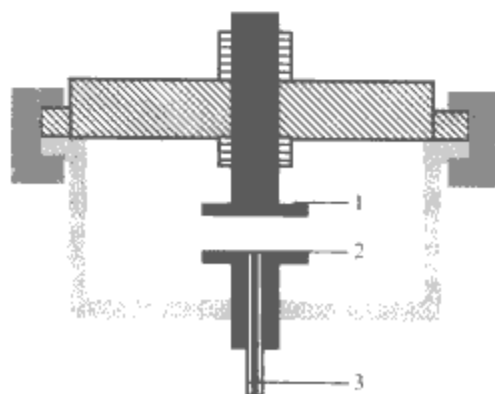


图 9.1-3 放电开关结构图

1, 2—开关主电极; 3—触发电极

种常用的大容量放电开关结构及实物，其中，1、2 为开关主电极，由耐电弧烧蚀的铜钨合金材料制成；3 为触发电极，一般采用钨针，外套瓷管、开关上盖由绝缘材料制成。

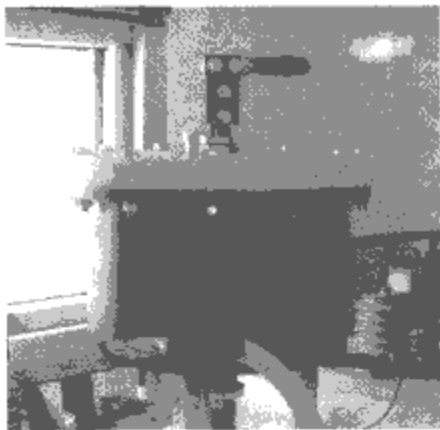


图 9.1-4 开关实物图

随着电力半导体器件制造工艺和技术的不断发展，半导体开关器件在耐压、容量和性能方面均有了显著的提高，为其在大电流放电技术中的应用提供了可能。其最大的特点是可靠性高，使用寿命长，无需维护。常用的快速晶闸管的参数为 2.5kA、2.5kV。现有适合脉冲功率应用的功率组件，集开关器件、驱动、触发于一体，耐压可达 4.5kV，脉冲电流达 70kA，并可进行串并联工作以获得更高的电压。图 9.1-5 所示为一种半导体开关模块。

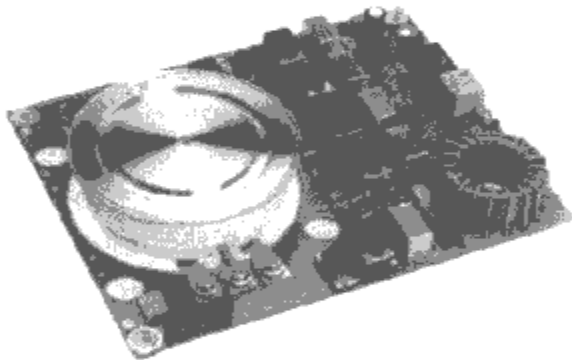


图 9.1-5 半导体开关模块

1.2.4 放电电缆

放电电缆是连接放电开关和放电电极的重要传输部件，对其要求是要有足够的通流能力、尽可能小的电感、较高的绝缘强度和抗电动力强度，常采用同轴电缆结构。当放电能量在 100kJ 左右时，一般选用芯线截面积为 70mm² 的同轴电缆。同轴电缆单位长度的电感、电容计算公式为

$$L = (\mu/2\pi)\ln(b/a) \tag{9.1-1}$$

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln(b/a)} \tag{9.1-2}$$

式中：a、b 分别为电缆内、外导体的半径；μ、ε 分别为介质的磁导率和介电常数。

1.2.5 放电电极

放电电极是将电能转为机械能、声能的关键部件。它直接影响到放电的效率和放电的稳定性。不同的应用电极，其种类和结构也不一样。图 9.1-6 所示为电火花震源上经常使用的两种结构形式。

对于金属材料处理、电磁发射等，负载通常为金属导体；对于电磁成形、强脉冲磁场的产生等，负载多为电感线圈。结构形式多种多样，设计时主要考虑通流能力及机械强度等。

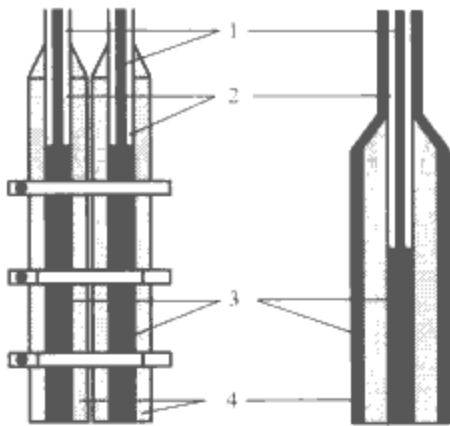


图 9.1-6 典型的放电电极结构图
1—同轴电缆的内导体；2—电缆的内绝缘；
3—高、低压电极；4—电极绝缘体

1.3 安全保护

为保证设备正常运行和人身安全，对高压大电流放电装置必须采取完善的安全保护措施，这些措施主要包括以下几方面：

(1) 接地。充电回路单点接地，一般在电容器和负载的连接处；低压系统与高压系统隔离，必要时应采取滤波、屏蔽等措施；保证接地电阻小于 0.5Ω，在实验室最好小于 0.2Ω。

(2) 电容器分组放电。当储能大于 200kJ 时，一般均采用分组放电，当出现故障时，可以减小损失，通常以 100kJ 或 150kJ 为一组。

(3) 安全泄放电阻。在放电回路发生故障导致无法放电时，应及时将全部能量通过该电阻释放。能量较小时，可采用大功率电阻；能量较大时，则采用常用的电阻炉丝串并联组成的负载，所需电阻炉丝的总质量 m 为

$$m = \frac{0.24W}{(\gamma\Delta T)} \tag{9.1-3}$$

$$W = \frac{CU^2}{2} \tag{9.1-4}$$

式中：W 为电容器储能，J；γ 是炉丝材料的比热容，J/(kg·K)；ΔT 为温升，一般取 150K；C 为电容量，μF；U 为电容器充电电压，kV。

(4) 联锁开关。保证人员在进入高压工作区时自动切断电源，使电容器储存的能量自动通过安全泄放电阻释放。

(5) 短路棒。工作结束后进入高压室时，首先应用短路棒短接电容器。设备不工作时，必须将短路棒搭接电容器，保持其处于短路状态。此外，还应设有必要的声音、灯光及醒目的标识标牌等。

2 液电效应及其工业应用

当电容器储存的电能通过置于水中的电极放电时，会产生强大的冲击力，苏联科学家尤特金称之为“液电效应”，并将其应用于冲压、破碎和清砂等方面。液电效应已广泛应用于工业、科学、医学、军事等领域。水中放电现象是个十分复杂的过程，至今尚未形成比较成熟的理论，较常用的理论主要有先导击穿和热击穿理论。

先导理论认为，水间隙的击穿过程就是先导产生和发展的过程，直到其中一个先导接通间隙。为了产生先导，电极一般采用尖—尖或尖—板形式，其表面的电场强度一般大于几十千伏/厘米。在正尖负板情况下，电子向尖端集聚产生电子崩，形成向负板方向发展的刷状先导，直到先导之一接通电极间隙，形成放电通道。而在负尖正板情况下，先导的

形成则比较困难。

热击穿理论认为，加在电极上的电压使液体介质中有传导电流流过，使电极附近的水加热汽化形成气体小桥，进而形成放电通道。热击穿的特点是电压较低，电极尖端的场强达不到形成先导的临界值，同时水的电导率对放电过程产生重要影响。

放电通道形成后，电容器储存的能量在通道中释放，形成电弧放电，放电电流达几十千安至上百千安，温度高达上万度，电弧的高温引起通道中压力升高，形成激波脉冲，瞬时脉冲压力高达数百兆帕。冲击波压力可近似由下式计算为

$$p = \beta (\rho W / \tau T)^{1/2} \tag{9.1-5}$$

式中： p 为冲击波波前最大压力； β 为复杂的积分函数，对于水介质一般取 0.7； ρ 为液体介质的密度； W 为放电通道单位长度上的脉冲能量； τ 为波前时间； T 为脉冲能量的持续时间。

本节主要介绍液电效应在成型、清砂和清垢以及地震勘探方面的应用，其在医学领域中的应用参见第 8 章生物电工技术。

2.1 液电成型

液电成型是利用“液电效应”产生的冲击波对金属进行加工的一种高能成型新工艺，主要用于板料的拉延、冲孔和管件的胀形。图 9.1-7 所示为液电成型原理示意图（板材）。

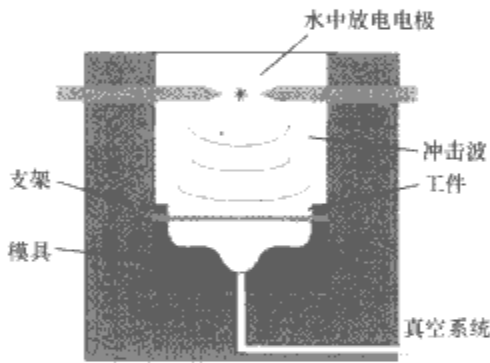


图 9.1-7 液电成型原理示意图

对于浅拉延和较薄的工件，一次放电即可成型，对于较大尺寸和较深拉延的材料，可采用反复放电完成。模具可采用锌合金、环氧树脂塑料、石膏等制作。由于放电时间短，冲击波传播速度快，因此成型速度快，工件回弹小，成型精度高，最高可达±0.013mm。在成型后期还可同时完成冲孔、压突包等局部成型。对于航空航天和汽车制造工业中的一些高精度零件和特殊形状及采用特殊材料零件的试制具有特别重要的意义，可大大降低制造成本和制造周期。

近几十年，美国、日本和前苏联等国家在液电成型方面做了大量的研究及开发工作。我国在 20 世纪 60 年代和 80 年代也进行了一些试验性研究，并取得了一些研究成果。

液电成型机床主要由高压脉冲电源和机床本体组成，机床本体包括由液压系统操纵的可上下移动的水箱、放电电极、真空系统、给排水系统、工件夹装机构和模具等。

用于成型航空仪表弹性元件的液电成型装置的主要技术参数见表 9.1-1。

表 9.1-1 液电成型装置的主要技术参数

| 参 数 名 称 | 数 值 |
|------------|-------|
| 工作电压(kV) | 30 |
| 电容量(μF) | 28.5 |
| 放电电极距离(mm) | 0~50 |
| 放电频率(Hz) | 1~1.5 |

续表

| 参 数 名 称 | 数 值 |
|--------------|-------|
| 吊高调整范围(mm) | 0~100 |
| 成型工件最大直径(mm) | 180 |
| 成型周期(min) | 3~5 |

对于不同的电压（或储能），放电电极存在一个最佳值，此时的成型量最大，并且成型量主要取决于放电第一半波的能量输出。

相对于常规的冲击成型方法，液电成型具有以下特点：

（1）成型速度快，液电成型产生超音速的冲击波，因而液电成型的成型速度很高，一般在每秒几百米，而机械成型加工的成型速度约为每秒几米至几十米。

（2）成型精度高，液电成型可以获得较高的成型精度，一般可达 0.02~0.05mm，成型后不需再加工。

（3）工装少，利用液电成型方法可以同时进行拉深、冲孔、剪切、压印、翻边等复合加工工序，因此，加工一些形状复杂的零件，可以简化工序，减少工装，液电成型只需要阴模，不但省去了阳模，更消除了阴、阳模配合问题，这就大大缩短了生产周期，降低了成本。

（4）特别适合于加工管件胀形零件，用一般机械方法加工管材胀形件的工序比较复杂，而当零件形状不对称或型面较复杂时则更为困难甚至无法加工，然而，用液电成型就可以比较容易地解决，而且能量利用率高，用这种方法也可以加工波纹管及不对称的零件。

液电成型原理简单，无需一系列复杂的辅助设备，而且能准确地控制加工能量，操作简单，加工速度快，没有环境污染，具有较好的应用前景。

2.2 液电清砂和清垢

2.2.1 液电清砂

在铸造行业中，铸件的清理通常采用人工和机械振动方法，其缺点是污染环境、效率低、清理质量较差、劳动强度大等。液电清砂是利用液中放电产生的力效应对铸件进行清砂，是清砂工艺中的一项新技术。苏联和欧洲一些国家在 20 世纪 60 年代开始实验，并形成产品。我国于 20 世纪 70 年代末开始实验研究，取得了较好的应用效果。

液电清砂的机理是：由于冲击波的作用，铸件和泥芯发生不同频率的振动，因而在泥芯内部产生一个拉伸力，使得泥芯和型砂的裂纹不断扩大直至破坏；同时变形波在不同介质分界面上的反射作用也会促使泥芯与铸件表面剥离。

水中放电作用在铸件的有效区域是一个中心在放电通道上的球形区。这个球形的半径对于铸铁和有色铸件来说约为 150~350mm，对于砂型铸钢件为 50~250mm，对于熔模铸件为 10~30mm。放电作用有效区域的大小取决于放电能量、铸件的材料形状、泥芯的残余强度和水的导电率。

清理特别坚固的水玻璃砂、硅酸乙酯砂芯（残余强度大于 3kg/cm²），脉冲能量为 10~25kJ 时，破坏区半径为 50~200mm；清理中等强度的流态自硬芯（残余强度为 0.5~3kg/cm²），脉冲能量 5~10kJ 时，破坏区半径为 150~250mm；清理残余强度小于 0.5kg/cm² 的泥芯，脉冲能量为 5kJ，破坏区半径为 400mm。

液电清砂装置主要由高压脉冲放电电源、清理槽、料筐、输送机构、放电电极移动机构、供水系统、起落架和废砂清除设备组成。按工作特点可分为间歇作业式和传送带式，按结构型式可分为单向式和直通式，一般多采用间歇作

业的单向式，铸件装在料筐内用自行小车送到清理槽内进行清洗。根据不同的铸件类型，可采用不同的放电参数进行处理。几种液电清砂装置的技术参数见表 9.1-2。

表 9.1-2 液电清砂装置的主要技术参数

| 参 数 名 称 | 数 值 | | |
|---------------|-------|-------------|-------------|
| 工作电压 (kV) | 15~20 | 40 | 80 |
| 电容量 (μF) | 19 | 24 | 2~6 |
| 电容器储能 (kJ) | 3.8 | 19.2 | 19.2 |
| 放电电极距离 (mm) | 30~50 | — | — |
| 放电频率 (Hz) | 1~1.5 | 0.3~1 | 0.5~1 |
| 工作间尺寸 (长×宽×高) | — | 1.6×1×0.275 | 2.4×1.6×0.6 |
| 最大铸件装载量 (kg) | — | 600 | 4000 |

液电清砂可用于清理铸钢、铸铁、铸铝等各类工件，对清理难度较高的熔模铸件很有效，工件清理后精度高、无残砂，特别适用于复杂、精密及具有盲孔的铸件，并具有节电、根治粉尘污染、降低噪声、改善环境、降低铸件清砂成本、减轻工人劳动强度等特点，是一种很有发展前途的生产工艺。

2.2.2 液电清垢

在工业生产中，一些使用锅炉、热交换器的工厂，常因水垢堵死管道影响正常生产。设备表面结垢是一个复杂的物理化学过程，它与溶液的过饱和程度、设备器壁与溶液间的温度差、工艺流程和物料种类等有关，一般采用化学方法进行清洗，但对于含酸的难溶物污垢和管道较长且被填充密实的情况下化学清洗效果极差，还有的采用液气压动力清洗技术和超声波清洗技术等。

液电清垢也是利用液中放电产生的力效应，其机理与液电清砂类似，当放电产生的压力波大于结垢的强度时，垢将破碎并从管壁上脱落下来。另一方面，在压力波的作用下，由于垢和管壁的弹性模量不同，产生的变形量不同，导致它们的分离。压力波在不同声阻的介质分界面上的反射作用也会促使结垢的破碎。

液电清垢装置的技术参数见表 9.1-3。

表 9.1-3 液电清垢装置的主要技术参数

| 参 数 名 称 | 数 值 | | | |
|------------|------|-------|-------|--------------------------------|
| 工作电压 (kV) | 50 | | 12 | |
| 电容量 (μF) | 21 | | 36 | |
| 储能 (kJ) | 26 | | 2.6 | |
| 放电频率 (Hz) | 1~14 | | 0.5 | |
| 管子类型 | 吸气管 | 标准蒸发器 | 预热器 | 水蒸气锅炉水管 |
| 管长 (m) | 1.5 | 2 | 9 | 1.4 |
| 外径 (mm) | 57 | 57 | 57 | 51 |
| 壁厚 (mm) | 3.5 | 3.5 | 3.5 | 3.5 (32 根, 3 根完全堵死, 化学方法无效) |
| 结垢厚度 (mm) | 8~10 | 5~10 | 小于 5 | |
| 清理时间 (min) | 4~6 | 3~6 | 10~15 | 打通堵死的管子, 清理其余结垢严重的管子, 锅炉恢复正常工作 |

液电清垢具有一些独特的优点：清垢速度快，清理质量高；清理后管子无变形，延长使用寿命，节约钢材；可实现无粉尘作业，自动化程度高；不存在化学清洗对管子的腐蚀问题及环境污染问题。

液电清垢是清理锅炉及管道水垢的一种新工艺，可以解决化学清洗难于解决的问题，一般适用于中小型设备。对于一些大型设备，尚需在提高清洗效率方面进行深入的实验研究。

2.3 电火花震源地震勘探

早期的地震勘探震源主要以炸药震源为主，但随着勘探规模的扩大和勘探技术的发展，逐渐被非炸药震源如气爆震源、气枪震源、电火花震源和可控震源等所取代。

根据工作环境的不同，电火花震源又可分为海洋电火花震源、陆地电火花震源和深井激发电火花震源。

2.3.1 海洋电火花震源

海洋石油地球物理勘探以地震勘探为主，主要用于海上油气田的探测，主要由人工震源、检波器阵、声信号处理和采样终端及船舶拖曳系统组成。人工震源常用的是电火花震源和高压气枪震源。在 20 世纪 60 年代初期，美国就已开始研制电火花震源。1966 年，韦纳 (Wayna) 等取得海洋电火花震源的专利。70 年代初，中国科学院电工研究所与石油部、地质部等单位合作，研制出大功率电火花震源 (200kJ)，取得相当于 10 000m 的地层反射记录，获得近 10 万 km 的地震剖面。1973 年在“海洋二号”船上安装了一套 240kJ 容量的电火花震源，在珠江口工作，发现了珠江口盆地，并先后在南海及东海等海区进行了地质调查，完成单道地震剖面 4 万多千米，多道地震剖面 3 万多千米，为祖国海洋地质调查做出了贡献。研制的 15~30kJ 浅层电火花震源在南海及渤海等领域开展工程地质调查，取得大于 1.2s 的地震记录。

电火花震源的原理是电容器储存的电能瞬间放电转化为机械能，产生声脉冲进行勘探。震源放电时，形成高温高压等离子体放电通道，并辐射出强烈的紫外光。放电通道急剧膨胀，在周围液体介质里形成强激波以超声速向外传播，激波迅速衰减，辐射出第一个压缩波，也称第一压力脉冲，随后形成以水蒸气为主夹带少量金属蒸气的气泡，气泡不断膨胀收缩形成气泡脉冲，一般为两到三次。由于其激发环境可视为自由水域，第二压力脉冲一般高于第一压力脉冲幅值，这会对地震记录产生干扰，影响剖面的质量，因而限制了其进一步的应用。

海洋电火花震源的电参数和声学特性参数分别见表 9.1-4 和表 9.1-5。

表 9.1-4 几套电火花震源的电参数

| 参 数 名 称 | 数 值 | | | |
|-------------|-------|-------|-------|-------|
| 工作电压 (kV) | 13.5 | 12.5 | 25 | 25 |
| 储能 (kJ) | 104.8 | 227.5 | 227.5 | 113.8 |
| 放电电极距离 (mm) | 25 | 34 | 34 | 34 |
| 放电电流峰值 (kA) | 33.2 | 93.8 | 96.7 | 57.7 |
| 放电振荡周期 (ms) | 1.14 | 1.25 | 0.624 | 0.512 |
| 放电效率 (%) | 51.5 | 52.3 | 59.3 | 63.4 |
| 回路总电感 (μH) | 20 | 9 | 11.8 | 18 |
| 回路总电阻 (Ω) | 0.08 | 0.06 | 0.07 | 0.09 |

表 9.1-5 海洋电火花震源的声学特性参数

| 参 数 内 容 | 数 值 | | | | |
|--------------|-------|-------|-------|--------|--------|
| 工作电压 (kV) | 25 | 13. 5 | 13. 5 | 13 | 10 |
| 储能 (kJ) | 263 | 261 | 109 | 25 | 37 |
| 第一压力峰值 (MPa) | 2. 23 | 2. 01 | 0. 48 | 0. 14 | 0. 97 |
| 第二压力峰值 (MPa) | 5. 3 | 5. 3 | 1. 73 | 0. 22 | 1. 17 |
| 气泡周期 (ms) | 43. 8 | 44. 7 | 29. 2 | 12. 1 | 47. 6 |
| 压力波声能 (kJ) | 44. 2 | 33. 4 | 3. 03 | 0. 106 | 2. 674 |
| 声效率 (%) | 16. 8 | 12. 8 | 2. 8 | 0. 43 | 7. 21 |

影响震源放电效率和声效率的因素主要有放电电压、电容量、电极距离和回路电感。一般来说，应尽量提高工作电压，增大电容量，降低回路电感，选择最佳放电距离。

海洋电火花震源的特点是：自动化程度高、操作简单，容易实现多次覆盖，安全、无环境污染，得到的记录具备反射层数多、分辨率高、连续性好及干扰背景小等优点，在层位对比追踪及分析不整合地质现象时效果较好。

通过几十年的技术更新，国外已有多种型号海洋电火花震源系统应用于海洋浅层高分辨率地震勘探。已不用单电极电弧放电形式，而采用多电极放电形式，荷兰 Geo-Resources 公司研制的 20kJ 多电极电火花震源产品应用于深海浅地层研究，其分辨率达到 2m。Geo-Spark 公司采用多电极电火花震源，其主频为 500~2000Hz，可分辨率达 0.3m；另外，英国 Geopulse 公司、英国 AAE 公司、法国 SIG 公司等也有相关产品，均采用固体高压放电开关。

在国家“十五”计划期间，我国自行研制了一套适用于浅水的高分辨率多道浅层勘测系统。此系统采用电火花震源系统，探测深度在 120m 以上，经过处理后的浅地层剖面的实际分辨率达到 0.3~1m。

2.3.2 陆地电火花震源

20 世纪 60 年代初期，美国就已开始研制电火花震源。1966 年，J. W. Miller 取得了陆地电火花震源的专利。中国科学院电工研究所 1975 年与大港油田合作，开始石油地震勘探陆地电火花震源的研制，到 20 世纪 90 年代初，技术上基本成熟。随后又进行电火花震源在垂直地震剖面测井 (Vertical Seismic Profiling, 简称 VSP 测井)、井间地震、振动采油和工程勘探等方面的应用研究，也取得了较好的应用效果，并已形成系列产品。能量等级有 500J、1000J、20kJ、40kJ、200kJ、400kJ、600kJ，其中，1000J 等级的震源主要用于无损检测、孔间穿透及科研等；20kJ 和 40kJ 震源主要用于工程勘探；200kJ 以上震源主要用于煤田及油田的地震勘探，为车载式。

陆地电火花震源与海洋电火花震源的主要区别在于激发环境的不同，一个是在有边界的井中，一个是在相对来说无界限的海洋，因此产生的压力波特性有着显著的差异。对于陆地电火花震源，产生的压力波形的主要特征是：第一压力脉冲具有陡峭的上升前沿和缓慢下降的后沿；由于井壁对气泡的吸附作用，第二压力脉冲明显小于第一压力脉冲，不会对接收的地震信号产生干扰；震源的频谱峰值约 30Hz，高于炸药的 19Hz，能够得到较高分辨率的地震剖面。

陆地电火花震源同样是利用了“液电效应”的原理。由于使用环境的不同而形成其特有的技术特点。大功率电火花震源 (200kJ 以上) 均安装在特制箱体内，由控制室、高压室和电缆室组成，箱体外部平台安装有柴油发电机组。箱体可固定在卡车或船上，图 9.1-8 所示为 600kJ 电火花震源的外

观图，图 9.1-9 所示为其高压室内部图。陆地电火花震源的技术参数见表 9.1-6。不同电缆长度时的放电参数见表 9.1-7。



图 9.1-8 600kJ 电火花震源的外观图



图 9.1-9 600kJ 电火花震源的内部图

表 9.1-6 大功率陆地电火花震源的技术参数

| | | |
|------------------|-------------|-------|
| 发电机功率(kVA) | >40 | >60 |
| 额定直流电压(kV) | 10 | 10 |
| 震源最大储能(kJ) | 400 | 600 |
| 电容量(μF) | 8160 | 11952 |
| 电容器组数 | 2 组 | 4 组 |
| 高压变压器功率(kVA) | 20 | 30 |
| 放电时间间隔(s) | 小于 60 | 小于 60 |
| 箱体外形尺寸(长×宽×高, m) | 7.6×2.4×2.4 | |
| 放电电流峰值(kA) | 大于 100 | |
| 工作环境(℃) | -20~+40 | |
| 相对湿度(%) | 小于 85 | |
| 触发方式 | 外触发或自触发 | |

表 9.1-7 不同电缆长度时的放电参数

| | | | |
|-------------|---------------|----------------|----------------|
| 电缆长度(m) | 25 | 78 | 666 |
| 工作电压(kV) | 8 | 9 | 9 |
| 电容量(μF) | 2988 | 4000 | 4000 |
| 回路电感(μH) | 10~15 | 15 | 110 |
| 放电电流峰值(kA) | 100 | 55. 8 | 17. 6 |
| 电流峰值时间(μs) | 200 (振荡波形) | 451(非振 荡波形) | 450(非振 荡波形) |
| 放电持续时间(ms) | — | 1. 2 | 6. 5 |
| 电容器残余电压(kV) | — | 1. 7 | 0. 4 |

陆地电火花震源具有以下优点：震源能量调节方便，激发频带宽，子波稳定，一致性好。在井中多次激发后仍能得到稳定的子波，并且不会产生多个压力波；在野外施工时可采用组合和垂直叠加的工作方式提高勘探效果，激发方式灵活，自动化程度高，具备完备的安全保护措施。

近年来,大功率陆地电火花震源主要用于 VSP 测井,是进行 VSP 零井和非零固定井源距测井的理想震源。地震资料释放的处理和解释需要精确的速度参数和准确的层位标定资料,VSP 是解决这一问题的最好手段。VSP 测井技术是把带有推靠臂的检波器置于井中,震源在一定的深度激发,通过接收到的直达波和反射波,可求得精确的地震波速度,同时也可利用反射波做更多的地震地质解释,并可观测和研究地震波在实际介质中的形成和传播过程及波场形成的机制。

2006 年,胜利油田物探公司在王 60 井 VSP 测井中,采用中国科学院电工研究所最新研制的 600kJ 电火花震源圆满完成了测井任务,测井施工完钻井深 3700m,共生产 280 炮,资料优良率为 90%,合格率达到 100%。这也是国际上首台储能最大的震源投入现场应用。

2.3.3 深井激发电火花震源

深井电火花震源主要用于油井的增产增注和井间地震勘探。当油田开采进入晚期后,油层压力下降,油井套管的出油孔被砂粒或其他杂物堵塞后,导致产量降低。利用“液电效应”产生的冲击波效应,可解除近井地带的污染堵塞,形

成微裂缝网,提高油层的渗透率,达到增产增注的目的。前苏联于 1975 年开始在油田开展解堵增油的工作。现在俄罗斯和乌克兰均有相关产品,储能小于 1500J。中国科学院电工研究所于 1986 年进行相关研究工作,至今已取得了较好的应用效果。

用于深井激发电火花震源有两种结构:

(1)将所有元件置于钢管中,通过普通的测井电缆将仪器送到井下进行工作。由于受到井筒空间和材料器件等的限制,其储能一般在 5kJ 以内。储能电容器可选用电解电容器串联运行或高压电容器并联运行。该项技术能否得到进一步推广应用,主要取决于高温高储能长寿命脉冲电容器的研制。

(2)用陆地电火花震源通过高压放电电缆在井下放电,电缆长度一般小于 2500m。该种方式工作时,电缆的损耗较大,其优点是地面储能不受限制,因而实际的放电能量远大于第一种震源。

国内外用于深井激发的电火花震源的相关参数见表 9.1-8。

表 9.1-8 国内外用于深井激发的电火花震源的技术参数

| 参 数 | | 俄罗斯 | 乌克兰 | 清华大学 | 中国科学院电工研究所 | | 西安交通大学 | 地矿部物化探所 | |
|------------|--------|-----|-------|------|------------|--------|---------|---------|-----|
| | | | | | 井下装置 | 陆地震源 | | | |
| 供电电源电压(V) | | 220 | 220 | 220 | 380 | 220 | 380 | 220 | 220 |
| 功率消耗(kW) | | 0.3 | 1 | 1.5 | 1 | 1 | 15 | 1 | 1 |
| 工作电压(kV) | | 2.5 | 30 | 4 | 4.5~4.8 | 10, 20 | 25~30 | — | |
| 每个脉冲能量(kJ) | | 1.5 | 1 | 2~5 | 3~3.5 | 20 | 1.8 | 4 | |
| 放电间隔(s) | | 20 | 3~6 | — | 20 | 20 | 10~20 | — | |
| 井下设备 | 直径(mm) | — | 113 | 90 | 89 | 102 | — | 102 | 89 |
| | 长度(m) | | 5.5~7 | 6.2 | 5.5 | 12 | 电缆 2500 | 4 | 5.5 |
| 工作温度(℃) | | — | 80 | 85 | 90 | 80 | — | 80 | 70 |
| 作业深度(m) | | — | 3000 | 2000 | 3000 | 2000 | 2200 | 2000 | — |
| 电流峰值(kA) | | — | 20 | 9.85 | 6.4 | 22.4 | 9 | 30 | — |

两种震源均可用于井间地震勘探。井间地震方法是井中激发、井中接收地震波能量的一种地震勘探方法,因其激发和接收过程避开了衰减严重和非均质的近地表低速带,且在分辨率、信噪比等方面远远优于地面地震等方面,因而成为应用于岩性分析、储层描述及油田开发的一种有效方法,在油田的二次、三次采油开发中具有广阔的应用前景。

1995 年,在胜利油田相距 259m 的两口井成功地进行了井间地震试验,取得了井间地震现场资料。震源由 200kJ 陆地电火花震源和 1300m 长放电电缆组成,检波器为 GE-OLOCK 井下推靠式检波器,采样时间间隔为 1ms,获得了垂直分辨率与水平分辨率很高的井间纵波和横波的反射归位剖面,清晰地揭示了井间地质构造和地层接触关系的细节,其中纵波主频为 160Hz,横波主频为 40Hz。随着大功率电火花震源技术的不断发展与完善,它将会在 VSP 测井、大间距井间地震和油井解堵增油方面得到更广泛的应用。

3 大电流放电技术在金属材料科学中的应用

脉冲大电流放电(也称电脉冲)处理作为金属材料制备和性能改善的一种新方法,在金属材料研究中的应用比较广泛。脉冲大电流能提高金属材料的塑性变形能力,促进非晶合金的晶化过程,细化合金的凝固组织,改善材料的综合力

学性能,实现纳米金属材料的制备。本节将对脉冲大电流在金属材料处理及纳米金属材料制备上的应用进行介绍和说明。

3.1 金属材料处理应用

金属材料中的电迁移(electroimgration)或电输运(electrotransport)现象早在 19 世纪就已经被发现。研究发现大电流脉冲能够对金属材料的组织转变和性能产生诸多影响。利用其塑性效应可显著改善金属材料的加工性能;利用脉冲大电流处理金属材料的疲劳损伤,能改变其位错组态,提高其疲劳寿命;利用脉冲电流能促进冷变形铜合金等材料的再结晶过程,减少凝固组织中的缩孔、缩松。

脉冲电流是一个快速的非平衡过程,在引入脉冲电流过程中,材料中大量电子流(有一定的漂移速度)冲击原子核,导致材料的温度升高。在脉冲电流作用下,材料的升温速度可能很快,这就会形成一个瞬时的热压应力。也就是说,在脉冲电流下,电能、热能、热应力会瞬间被输入材料中,会改变材料的微观结构。

3.1.1 金属的电致塑性效应

1963 年 Troitskii 等最先发现了金属材料的“电致塑性效应”。这种效应是指某些金属在电流作用下具有较高的塑性

变形能力。在单向拉伸的锌单晶的变形过程中,当受到平行于滑移面的电子辐射时,锌单晶试样的流变应力显著降低,应变硬化率降低,极限伸长量增大,塑性显著提高。当电子流垂直于滑移面时,虽然流变应力也有一定降低,但锌单晶明显脆化,伸长率下降,并发生脆性断裂。电致塑性效应被认为是由于电子流与位错发生交互作用。运动电子流给位错施加作用力,促进位错的运动,同时也提高了位错越过障碍的能力,因此提高了金属的塑性变形能力。

当大电流作用于金属材料时,除电子流与位错的交互作用外,电流还会产生一些其他效应。一些研究结果表明大电流所导致的流变应力下降和塑性增加的电致塑性效应,是多种物理效应共同作用的结果,主要有由电流引起的焦耳热效应、磁压缩效应、集肤效应、收缩效应和纯电致塑性效应,其中集肤效应、收缩效应、磁压缩效应的影响可以不考虑。焦耳热效应是指由于电阻的存在导致温度升高而使金属材料软化,从而导致应力下降和塑性增加;而纯电致塑性效应是指由于电子流与位错发生交互作用而产生的电致塑性效应。焦耳热效应对金属材料的变形行为有较大影响,但焦耳热效应是由于温度升高所致,而在很多时候人们并不希望出现大的温升,常用减小脉冲电流的脉宽来减小温升。实验结果也表明,即使温升很小时,脉冲电流也能产生显著的电致塑性效应。

20世纪90年代以来,人们开始研究脉冲电流对金属材料超塑性的影响。具有超塑性的金属材料晶粒是等轴的,当受到外来拉力时,晶粒沿等轴晶界滑移,使金属材料具有超常的塑性。脉冲电流作用于合金的过程中,脉冲电流促进原子扩散,引起应力松弛,协调了晶界滑动,使空洞的形成和长大得到抑制。施加脉冲电流使晶内运动位错数量及阻力增加,导致流变应力增大。同时由于脉冲电流增大原子扩散速度,使晶界处位错的攀移速度增加,降低晶界处的应力集中,抑制晶界处空洞的形成和长大,避免了试样过早断裂。

各国的研究人员从实验及理论上对电致塑性效应和脉冲电流对金属材料组织结构与性能的影响进行了大量的、较系统的研究,发现在很多金属与合金中都存在电致塑性效应,且脉冲电流导致的电致塑性效应最大;还发现脉冲电流不仅对金属材料的塑性变形行为有显著影响,而且对金属材料的组织结构转变和性能有显著影响。尽管由于所涉及的问题很复杂,迄今仍有很多理论问题没有解决,但已为电致塑性效应和电辅助加工的工程应用打下了良好的基础,为改善金属材料的加工性能和组织结构与性能提供了新的途径。

3.1.2 脉冲大电流对金属材料组织的改善

3.1.2.1 脉冲大电流细化金属凝固组织

就金属的凝固而言,金属组织细化的主要方法有两类:①化学细化法;②物理细化法,如采用振动、搅拌、摆动等方法细化凝固组织。已经发现在合金凝固期间施加一强脉冲大电流来控制其凝固,细化凝固组织。如20世纪90年代初期,Nakada等人研究了高密度脉冲电流对90Sn10Pb过共晶合金铸造组织的影响。试验发现合金中柱状组织大部分转变为球状,而且球状组织所占比例随电容器充电电压的增加而增大。在合金凝固的起始阶段施加脉冲电流可使凝固组织中的初生相由树枝状变为球状。初生相的形貌不仅与脉冲电流的起始峰值电压有关,还与合金液中的固相分数及冷却速度有关。

一般认为,当有快速变化的强脉冲电流通过金属熔体,在熔体内产生快速变化的强脉冲磁场。强脉冲电流和强脉冲磁场之间的相互作用会在金属熔体内产生很强的收缩力,使

熔体反复地被压缩,并使熔体在垂直电流方向作往复运动。这种运动除了碎断树枝晶外,同时还使熔体迅速失去过热、提高形核率。所以脉冲电流愈强,其细化效果也愈显著。也有认为脉冲电流通过凝固体系产生的焦耳热对细化凝固组织的作用同样不可忽视,因为液体金属的电导率比同材质的固体金属小数倍,所以脉冲电流优先选择通过固相,使固相内产生的热效应大于相邻的液相,这可促进降低界面处的温度梯度,甚至导致固液界面上固相重熔为游离晶核,从而细化凝固组织。而且电流通过金属熔体时会增加液相的对流,使金属熔体中的温度场和溶质场均匀化,抑制枝状晶的择优生长,促进金属初生相的均匀生长,使凝固组织细化。

总之,晶粒的细化主要是由于脉冲电流对形核有着积极的作用。最主流的解释就是脉冲电流产生的电磁力使金属熔体的收缩、舒张,折断了枝晶初生相,初生相融入金属熔体而形核,提高了熔体的形核率,使金属的凝固组织得以细化。另外,脉冲电流通过凝固体系产生的焦耳热对于细化凝固组织同样具有积极作用。

3.1.2.2 脉冲大电流对金属材料机械性能的影响

根据电致塑性效应,在一些有色金属如Zn、Pb、In、Cd、Sn等的拉伸过程中,加上高电流密度的脉冲电流,可以大大降低其流变应力,增大其塑性变形能力。Conard等人研究了脉冲电流对多晶铜疲劳性能的影响,结果发现虽然脉冲电流的作用时间只占疲劳试验时间的1/10000,但材料的疲劳寿命却提高了2~3倍。这主要是由于脉冲电流提高了材料中滑移的均匀性,且对材料表面的氧化有一定抑制作用。脉冲电流能够提高多晶铜的疲劳寿命,高密度脉冲电流处理对驻留滑移带中的位错运动或次滑移带中的位错运动有影响,从而提高了滑移带的均匀性,脉冲电流对疲劳寿命的影响随所加应力的降低而增加。

采用脉冲大电流可以实现金属材料的修复,包括裂纹止裂与裂纹愈合。大电流脉冲作用时,裂纹周围由于局部电阻率的增大会快速升温,这种快速升温引起了瞬时热压应力。在这种热压应力的作用下,裂纹两侧面相互靠近,当其面间距减小到一定程度时,加之局域高温的作用,裂纹就可能愈合。使用脉冲电流对金属材料的损伤进行修复有两大优点:不需要检测损伤部位、大小、形状等因素;对未损伤部位的影响足够小。

3.1.2.3 脉冲大电流促进非晶合金晶化和金属材料再结晶

非晶合金中通过电流时,自由电子定向运动,通过与非晶中的原子发生碰撞,把动能传递给原子,使原子无规则热运动加剧。脉冲电流作用于非晶合金导致非晶结构弛豫,提供给非晶中原子额外冲力作用,使非晶中n型缺陷受到自由电子运动的周期性排斥,促进了空位的迁移与湮灭,提高基体金属相的形核率。再结晶的发生依赖位错的回复与原子扩散,脉冲电流能够影响材料中的位错运动和原子扩散,从而会对材料的再结晶过程产生影响。对超塑变形中的铝锂合金,脉冲电流通过促进位错滑移和原子扩散,加快位错攀移进入晶界,增大亚晶角度,通过加快位错回复而加速再结晶形核和提高再结晶形核率。

高密度脉冲电流处理造成位错的局部湮灭会增大位错分布不均匀区域的位错密度梯度进而形成再结晶的晶核,并且由于位错在不同方向上进行的难易程度不同,导致晶粒各向长大尺寸有所区别。由于脉冲电流作用时间短,新形成的晶核没有足够的时间长大,形成了尺寸较小的再结晶晶粒。因此,经脉冲电流处理后,在单晶体中形成了形状不同、尺寸较小的再结晶晶粒。

此外，脉冲大电流在金属材料的防脆处理、脉冲电镀、阳极氧化、精密零件制造、材料烧结等方面均有一定的应用。

图 9.1-10 所示为用于金属材料处理的高压脉冲放电装置图。用于金属材料处理的高压脉冲放电装置的相关参数见表 9.1-9。

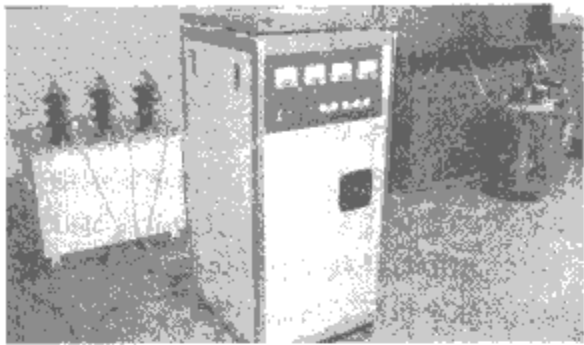


图 9.1-10 用于金属材料处理的高压脉冲放电装置

表 9.1-9 用于金属材料处理的高压脉冲放电装置技术参数

| 参 数 名 称 | 数 值 | |
|------------------|----------------|--------------|
| 工作电压(kV) | 15(30) | 40 |
| 电容量(μ F) | 360(90) | 12 |
| 电容器储能(kJ) | 40.5 | 9.6 |
| 放电电流峰值(kA) | >100 | >50 |
| 放电半周期(μ s) | 50,100,200,500 | 10,20,50,100 |
| 放电调波电感(μ H) | 8,60 | 32,82 |

3.2 纳米金属材料的制备

纳米材料由纳米粒子组成，具有小尺寸效应、量子效应、表面效应和界面效应四大效应。20 世纪 80 年代初德国科学家 H. Gleiter 成功地采用惰性气体凝聚原位加压法制得纯物质的块状纳米材料，纳米材料独特的结构特征以及由此而产生的量子尺寸效应、表面效应、体积效应等，使纳米材料具有与普通晶体和非晶态固体完全不同的力学、电、磁、光、声和化学等性能。适宜的脉冲电流可以满足形成纳米晶的高形核和低生长速度的要求，有可能发展成制备大块纳米材料的直接晶化法。电脉冲直接晶化法已制备出 Ni、Fe、Co、Zr 多种合金系列的纳米材料，尤其在纳米软磁材料制备上的应用最为广泛。

此外，D. Valeri 通过电爆炸法的物理方法制备得到纳秒金属粉，即当高密度脉冲电流通过金属导体时所产生的导体爆炸性破坏产生金属蒸气，这种金属气体在导体周围高速飞溅，在飞散过程中，爆炸产物被激冷并形成高弥散粉体，电流密度一般超过 $1 \times 10^7 \sim 1 \times 10^8 \text{ A/cm}^2$ 。金属电爆炸方法可以用来制备具有特定性能的高活性无机材料纳米微粉。

3.3 电爆炸高速喷涂

传统的喷涂技术为火焰喷涂或电弧喷涂，即将熔化的金属粒子高速喷向基体表面，在被喷射的表面上，粒子被碰撞、快速冷却并与基体材料表面紧密结合。涂层的强度及涂层与基体的结合强度随粒子喷射速度的提高而显著提高。国外超音速喷涂的极限速度约为 1500m/s，在此喷涂速度下，涂层与基体的结合强度仍大大低于基体材料的强度。

在电爆炸技术的应用领域，虽然早在几十年前就有人研

究了电爆炸金属丝的行为，但对电爆炸的机制至今还未完全认识清楚。其原理是利用大电流放电技术使金属汽化，产生的高温金属粒子或蒸气以极高的速度直接喷涂到基体材料表面，金属粒子或蒸气在基体表面上急速冷却而形成具有优良力学性能的涂层。

电爆炸高速喷涂系统主要由高压直流电源、储能电容器组、三电极开关、电爆炸喷涂室组成。所需喷涂的材料被制成箔后置于喷射室内作为负载，当三电极开关闭合时，电容器放电在电路中产生大电流，金属箔在几十微秒至几毫秒内被加热到气化温度。气化金属从喷射腔迅速喷射至金属材料表面而快速冷却。一种典型的电源装置参数：放电电容器组的容量为 1203 μ F，电容器的最高充电电压为 7kV，最大储能达 29.4kJ。

涂层的结合强度随喷射速度的提高而提高。涂层与基体的结合主要有机械结合、物理结合和化学键结合三种方式，其结合过程十分复杂，大致可分为三个阶段：

- (1) 喷涂熔滴或蒸气与基体的结合阶段（物理接触）。
- (2) 粒子与基体活化面相互作用阶段。
- (3) 涂层与基体表面之间界面上相互作用的体积扩展阶段。

涂层与基体的结合强度主要取决于喷射粒子或蒸气的速度。涂层与基体结合面处物理、化学和力学特性十分复杂，可能同时存在物理连接与化学连接等方式。喷涂的动力学过程还有待于进一步研究。

电爆炸高速喷涂具有以下优点：

- (1) 能使高温金属气体在极短时间内喷涂到基体表面，喷涂速度高达 3000~6000m/s。
- (2) 由于电爆炸所得涂层的冷却速率极高，其硬度值显著高于常规喷涂技术所得值。涂层与基体材料的结台面处有一厚度均匀的过渡带，它是由于基体材料快速熔凝而形成的。过渡带可将涂层与基体牢固地焊接在一起，从而显著提高涂层与基体的结合强度。
- (3) 电爆炸高速喷涂技术具有喷涂速度高（远高于常规的超音速喷涂技术所达到的速度）、涂层凝固速率高、成本低廉及喷涂质量稳定等特点。

(4) 可喷涂导电和不导电的粉末材料，可制备出高光洁度的具有纳米晶结构的涂层，涂层与基体可达到冶金结合，可实现自动化生产。

电爆炸高速喷涂技术的工艺步骤如下：

- (1) 在待加工的材料表面作常规的清洁处理。
- (2) 在一端开口的半封闭腔体电爆炸室的封闭端设有两电极，两电极之间接有可导电的喷涂材料制成的小尺寸爆炸物。
- (3) 在电爆炸室的开口端处设置待加工的工件。
- (4) 两电极通过数万安培的冲击大电流，丝状（或箔状）物在大电流的作用下发生电爆炸并向电爆炸室的开口端高速运动。
- (5) 放电产生的电磁力亦驱动电爆炸产生的金属微粒高速运动，高速运动的微粒与待加工的工件表面产生高速碰撞，在工件表面形成喷涂层。喷涂颗粒运动速度在 2000~4500m/s 范围，喷枪内压力幅值为 200~500MPa。

4 强脉冲磁场的产生及应用

4.1 建立托卡马克的纵向场

托卡马克（Tokamak）是利用磁约束来实现受控核聚变的环形容器。最初是由苏联的阿齐莫维齐等人在 20 世纪 50

年代发明的。从 20 世纪 70 年代末开始,美国、欧洲、日本、苏联开始建造四个大型托卡马克,即美国的托卡马克聚变实验反应器 TFTR、欧洲建在英国的欧洲联合环 JET、日本的 JT-60 和苏联的 T-15,它们是后来在磁约束聚变研究中做出了决定性贡献的四套装置。中国在 20 世纪 80 年代建成了中国环流器一号 HL-1 以及 HT-6B、HT-6M 等一批有影响的聚变研究实验装置,进入 90 年代,又把 HL-1 改建成中国环流新-号 HL-1M,其参数达到国际上同类型同规模装置的先进水平。随着第一个超导托卡马克 HT-7 实验装置的建成,中国成为继俄罗斯、法国、日本之后第四个拥有超导托卡马克装置的国家,为在核聚变研究领域进入世界前沿打下了坚实的基础。全世界已有 30 多个国家及地区开展了核聚变研究,运行的装置至少有几个。

磁约束示意图如图 9.1-11 所示。磁场对等离子体的约束能力在于磁场与等离子体之间有相互作用力。这些作用力包括三个方面,即磁场对等离子体中每个带电粒子的“洛伦兹力”,以及由此对等离子体产生的宏观效果磁应力;当等离子体中有电流通过时,除外加磁场产生的作用力外,电流本身产生的磁场还会产生一种箍缩力。

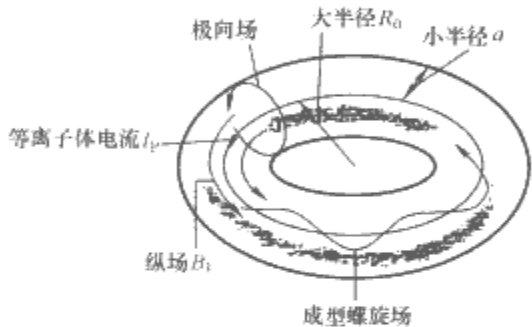


图 9.1-11 磁约束示意图

托卡马克主要由真空系统和磁场系统组成,磁场系统包括纵场线圈和加热场的变压器。纵场线圈用来产生强大的纵向磁场,变压器用来感应产生等离子体电流。真空室一般由薄壁不锈钢制成,既要考虑到足够的机械强度,又要有足够的电阻值,还必须留有绝缘缝隙,保证磁场的渗透。抽气系统一般采用大抽速的涡轮分子泵,将真空室抽成超高真空,满足等离子体对纯净环境的要求。托卡马克装置示意图如图 9.1-12 所示。

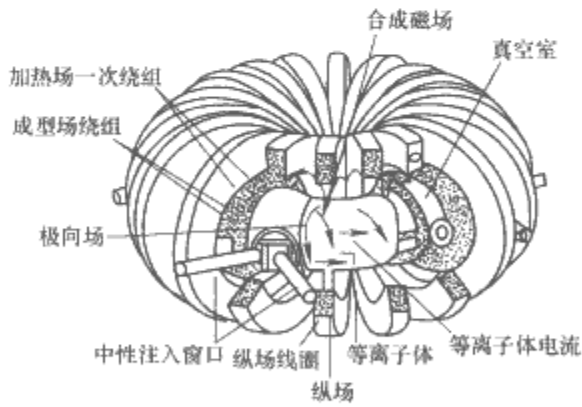


图 9.1-12 托卡马克装置示意图

工作时先将环形真空室抽到 $1 \times 10^{-6} \sim 1 \times 10^{-7}$ Pa 压力,然后充入一定压力(约 1×10^{-2} Pa)的工作气体氦作为聚变燃料。随后纵场线圈回路放电,建立起纵向磁场。当纵向磁场基本达到平顶时,加热场回路放电,也就是变压器的一次绕组加上电压,在等离子体上感应出环电压,在该电压作用下产生电流。同时围绕环流产生一角向磁场,它与预先建立的纵向磁场一起形成具有回转变换的螺旋形磁场,将等离子体约束在真空室内。纵向磁场线圈套在真空室外,常用

电容器储能、电感储能等为之供电,在真空室内产生纵向磁场。

托卡马克装置的环形真空室直径达 18m,等离子体环的截面直径达 36cm,它的环形纵向磁场强度达五万高斯,等离子体的电流达 300kA。小型托卡马克装置一般都采用高压脉冲电容器作供电电源,大中型托卡马克装置则往往采用大功率飞轮发电机组作电源。

4.2 θ 箍缩

“θ 箍缩”又称角向箍缩,是受控核聚变磁约束方法的一种,用它在实验室最早观察到核聚变产生的中子,其原理如图 9.1-13 所示。

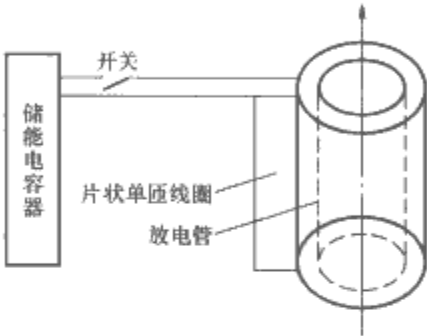


图 9.1-13 “θ 箍缩”原理示意图

放电管内抽至 1×10^{-4} Pa 压力的真空度,并注入一定气压的氘气,放电管外套一片状单匝线圈。电容器对线圈放电产生的脉冲大电流会产生高频感应电磁场,此电场使放电管内的氘气电离,首先在管壁附近形成一层薄的等离子体鞘。在放电管内产生的迅速上升的轴向强磁场与等离子体鞘间形成的洛伦兹力把等离子体压向轴心线。在此过程中等离子体被加热,实现核聚变。

4.3 Z 箍缩

“Z 箍缩”又称聚爆,是利用大电流爆炸箔套筒(箔套筒置于真空中)产生高温等离子体的一种方法,产生的等离子体在电流和自磁场的作用下,被向心加速到聚爆速度。等离子体在聚爆中心自身碰撞,它们的动能迅速转变为热能,从而产生更高的温度,有可能达到聚变条件。纵向电流产生的磁场约束等离子体,因而不存在物质的向外飞散,由电磁能转变为等离子体动能的效率可达 50%~70%。除构型简单外,Z 箍缩装置还具有造价低廉的优势,和其他惯性约束聚变相比,可省去复杂昂贵的束流产生装置。无论是在聚变堆研究方面,还是在诸如甚高功率 X 射线源、高能中子源和超高磁场发生器等 Z 箍缩应用研究方面,Z 箍缩研究都是等离子体物理进展最为迅速的领域之一。

实现惯性约束聚变要求脉冲驱动电流峰值达到约 60MA,采用传统的技术途径进一步提高驱动电流,从装置造价、结构复杂性和运行可靠性等方面看都具有相当大的难度,因此,需要发展新的短脉冲大电流驱动源技术,以解决快 Z 箍缩技术发展的瓶颈,如俄罗斯大电流所基于 FLTD (Fast Linear Transformer Driver) 技术的直接驱动源、美国基于 FLTD 的新 SATURN 驱动源和基于 FMG (Fast Marx Generator) 技术的快 Z 箍缩驱动源,提出了快 Z 箍缩直接驱动源需要发展的关键技术。

4.4 电磁成型

电磁成型工艺是 20 世纪 60 年代初国内外兴起的金属塑性加工方法,是利用大电流放电产生的强脉冲磁场迫使金属

产生塑性变形,属于高能率加工领域。

电磁成型原理如图 9.1-14 所示。储能电容器通过开关向电感线圈放电时,在具有闭合回路的金属工件中产生感应电流,该电流产生的磁场与线圈电流产生的磁场相互作用将引起一个作用于工件的力,当作用力超过工件材料的屈服强度时,工件就会变形。根据工件与模具的位置关系不同,一般可分为压缩成型、膨胀成型和靠模成型。

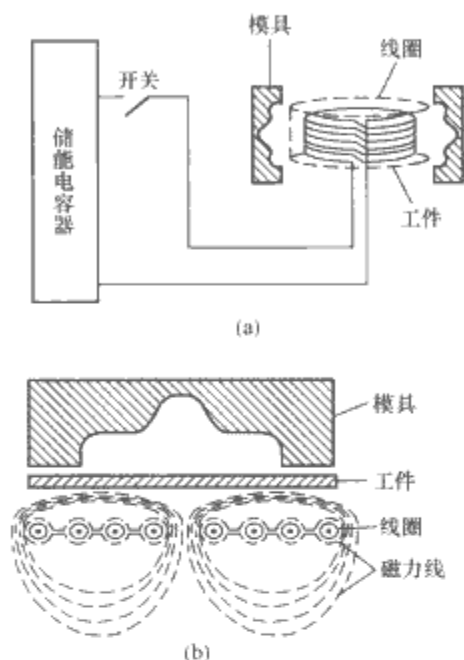


图 9.1-14 电磁成型原理示意图
(a) 膨胀成型; (b) 靠模成型

电磁成型理论研究得比较多的国家是美国、俄罗斯、日本、德国、加拿大和中国等。根据内容和方法的不同,可以把电磁成型理论研究分为四个部分:等效 RLC 回路研究、有限元计算研究、通用软件耦合场数值模拟研究和高速率电磁成型材料成型性研究。

等效 RLC 回路研究就是把电磁成型系统的二次或更高次回路等效为一次 RLC 回路,由此用一个 RLC 响应近似表示成型线圈的放电电压和放电电流,从而简化了磁场力和工件变形的研究。

磁场力分析实际上是电磁成型系统的电路与磁路分析。放电回路包括电磁成型设备和成型线圈—毛坯构成的感应系统。成型系统参数的相互依赖性模拟电磁成型过程最大的困难。在放电回路中,当毛坯变形程度较小时,可近似采用简单的 RLC 等效回路进行计算。G. K. Lai 和 M. J. Hillier 应用电动力学对管件电磁胀形进行了研究,结果表明,系统电感随管坯径向位移的增大而增大,而系统电阻则相反。

工件的成型能量主要是由磁脉冲压力的第一波给予的。因为本身能量降低以及线圈和工件之间的间隙随着工件变形增大而增加,后继的波传递给工件的能量减少,不足以使工件产生继续变形。因此,在采用 RLC 等效电路法研究电磁成型磁场、磁场力变化时,系统电参数的变化可以忽略不计,不会影响理论分析和数值计算的精度。

国外的电磁成型设备最高储能 500kJ,线圈电压 5~50kV,放电电流 70~400kA,电流上升时间 1~50μs,磁通密度 10~1000kG,作用于工件的瞬间最大压力达 20 000 MPa,加工速度为 10~1000m/s,工件最大尺寸为 1200mm(直径)×1000mm(长度)×6mm(厚度)。国内的电磁成型机最高储能为 108kJ。

电磁成型是一种先进的加工方法,由于力的传递无机械接触,不存在高温。工件剩余应力低,具有良好的可控性和重复性,生产效率高,因而被广泛应用在军工、航空、计算

机、飞机制造、电机、汽车、电子等领域。

近年来,有关电磁成型过程中的脉冲磁场、磁场力及其作用下工件的变形理论、电磁—结构耦合场理论研究日趋增加,提出了许多新的计算方法和理论。随着有限元法及边界元法在耦合场领域的发展以及人们对脉冲力作用下工件变形性能的深入认识,电磁成型工艺将在更广泛的领域得到推广应用。

5 电磁发射技术

5.1 发射及电磁发射概念

所谓发射(Launch),就是在较短时间用较大的功率把物体推进到一定速度,在空间飞向目标。人们把用来发射物体的装置叫发射器。发射器借助某种能量把物体从静止或低速发射到较高速度,使物体达到更高的动能($mv^2/2$)。发射器实质就是一种能量变换器或换能器。从发射所用能量的种类进行分析,发射及其发射器从低级到高级经历了以下三个阶段。

5.1.1 原始的机械发射器

机械发射器是使用机械能的一类发射器,它是一种原始和古老的发射工具,诸如标枪、弓箭、弹弓和抛石机等。抛石机类似弓箭和弹弓,将人体肌肉做的功储存成势能,然后用它将物体弹射出去。因此机械能发射器是借助人体肌肉拉伸的力直接抛射物体或储存势能,然后抛射物体的发射器,是把一种机械能(如势能)变成另一种机械能(动能)的发射器。

机械发射器能量变换过程简单,抛射物体所用的能量也是原始的和简易的,它为发射提供的脉冲功率小,因此难以把物体发射到高速度,一般在每秒几米到几十米。古老的机械能发射器,主要用作攻击对方的简易武器和狩猎,它们是冷兵器时代的“远距离”杀伤目标的一类动能武器,在历史上有过不可磨灭的贡献,乃至现代奥运会还把标枪、弓箭等作为竞技项目,一些土著民族至今还用它们猎取动物或骑射。

5.1.2 化学发射器

化学发射器是使用化学能的一类发射器,它利用相关化学推进剂燃烧(化学反应)产生的气体推进物体到高速。典型的化学能发射器有火枪、火炮、火箭和冲压加速器等。由于化学推进剂储能密度较高,且化学反应(燃烧)较快,因此化学发射器能提供较高的功率,能把物体发射到较高的速度,一般可达到每秒几百米乃至千米;高膛压炮能达到 1.6km/s;若使用多级火箭可达到更高的速度,到第一、第二乃至第三宇宙速度。化学发射器是 14 世纪中国发明的火药通过阿拉伯传到欧洲之后才兴起的,开始主要用于军事。化学发射器的出现使冷兵器大为逊色,标志着火器(热兵器)时代的开始,是人类社会利用能量的巨大进步。化学能发射器的使用和改进,也使科学和社会取得巨大进步,使人类今天得以发射卫星、星际航行和探索太空,从而为信息科学、天体物理学乃至粒子物理等学科的深入发展提供了可能。

5.1.3 电磁发射器

电发射器是利用电能发射物体的发射装置,它是利用高电压大电流发生装置(高功率脉冲电源)产生的大电流把物体发射到超高速的。电发射器主要包括电磁发射器和电热发射器两种,利用电磁能发射物体的叫电磁发射器,利用电能加热产生等离子体(或化学气体)发射物体的叫电热发射

器。电发射器的许多性能都优于上述的机械能发射器和化学能发射器，最主要的优点是它能把发射体加速到超高速 ($\geq 3\text{km/s}$)，在天基可把物体发射到 $10\sim 20\text{km/s}$ 或更高。

由于电能具有机械能和化学能远不及的优点，例如易于控制、易实现高功率脉冲、易传输和无污染等，不仅在现代科学技术和工业中得到广泛应用，在国防领域也将得到充分的应用，对未来的坦克、飞机和舰船，使用全电能驱动是一种发展趋势，新概念武器家族也是以电磁(能)武器作为重要成员的，因而出现了“电磁武器”术语。

电磁发射器一般包括发射器本体、被发射的组件和高功率脉冲电源三部分。发射器本体就是高功率脉冲电源的负载，高功率脉冲电源向其提供强大的电能(电流)，而被发射组件由被发射的有效载荷及其承载机构组成，它在发射器本体被发射器加速到超高速。这三部分组成不可分割的完整电磁发射器系统。

由于要在极短(几毫秒)的脉冲时间内把大质量发射体加速到超高速，使其具有极高的动能，因此电磁发射器用的高功率脉冲电源必须具备储能大、快释放和大电流(几十千安到几兆安)的特点。电磁发射器对所用的高功率脉冲电源提出了特别的要求，要求电源储能密度高、体积小或重量轻，以便能在陆基机动或天基应用。电磁发射器尚无小体积的理想高功率脉冲电源可供各种发射器用，人们正在开展电容储能、电感储能和惯性储能以及化学和核储能方式的研究，以得到可供电磁发射器使用的高功率脉冲电源。

5.2 电发射器种类及其工作原理

5.2.1 电热发射器

利用电能(有时用磁能)加热适当的工质而产生高温高压等离子体，用其直接推动射弹，或用等离子体加热分解化学推进剂使其燃气膨胀而推动射弹的装置，叫作电热发射器。用电加热产生等离子体直接推动射弹的叫直热式电热发射器，或纯电热发射器；用等离子体加热推进剂，使用电能和化学能联合推进射弹的叫间热式电热发射器，或叫电热化学发射器(见图9.1-15)，它实际上是由火炮加电改进而成，因此它的初速不会有太大的提高，最多能达到 2.5km/s 。

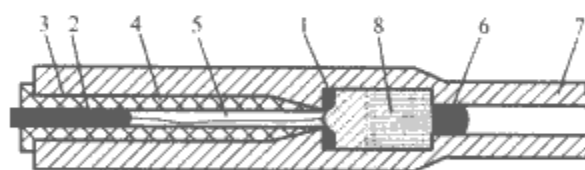


图 9.1-15 电热化学发射器原理示意图

- 1—接地电极；2 高压电极；3—炮尾；4—毛细放电管；
5—细爆炸导体；6—弹丸；7—身管；
8—工质流体腔道

5.2.2 电磁发射器

电磁发射器是利用电磁力推进射弹的，即全部是利用电磁能工作的。电磁发射器包括轨道型电磁发射器、线圈型电磁发射器和重接型电磁发射器。所有的电磁发射器，其实质都是按电动机原理工作的。从电动力学观点看问题，所有电磁发射用的推力都来自洛伦兹力或安培力。携带电量 q 的带电质点在以速度 v 、通过磁感应强度为 B 的磁场时，要受到一个力的作用，这种力叫洛伦兹力 f_i ，则

$$f_i = qv \cdot B \quad (9.1-6)$$

倘若载流导体处在磁感应强度为 B 的磁场中，由安培

定律可知：导体电流 I 和导体长度 dl 构成的任一电流元 $I \cdot dl$ 所受到的电磁力叫安培力 F_A

$$dF_A = Idl \times B \quad (9.1-7)$$

5.2.2.1 轨道型电磁发射器

轨道型电磁发射器有十几种，图9.1-16所示为其中简单的导轨型发射器。

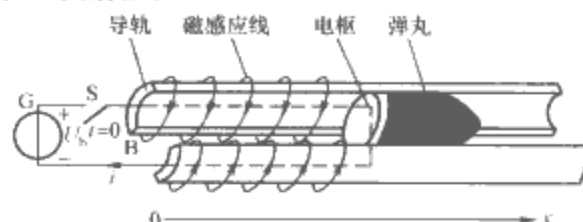


图 9.1-16 简单导轨型电磁发射器原理示意图

首先用毕奥—萨伐尔—拉普拉斯定律可求得 B 值，其次用积分法可求出整个载流导体上各电流元所受力的总和。在不同情况下，例如在采用等离子体电枢的导轨型电磁发射器中，电磁发射组件受洛伦兹力作用，在固体电枢导轨型电磁发射器(见图9.1-16)中，发射组件则受的是安培力。简单导轨型发射器推动电枢(或发射组件)的电磁力为

$$F_r = \frac{1}{2} L'_r I^2 \quad (9.1-8)$$

式中： L'_r 为导轨发射器导轨的电感梯度， H/m ； I 为电源通过导轨及电枢的电流， A 。

5.2.2.2 线圈型电磁发射器

线圈型电磁发射器分为两大类，即同步感应型和异步感应型。

对于图9.1-17所示的同步感应线圈发射器，弹丸线圈或弹丸所受的推力为

$$F_c = i_d^2 \frac{dM}{L_p dx} \quad (9.1-9)$$

式中： i_d 为驱动线圈的脉冲电流； L_p 为其内的弹丸线圈自感； M 为外部固定的驱动线圈和内部携带射弹运动的弹丸线圈间的互感； dM/dx 为沿运动方向坐标距离 x 的互感梯度。

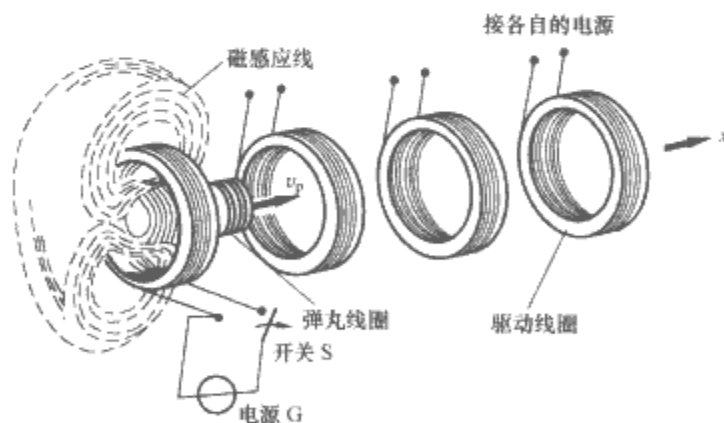


图 9.1-17 同步感应型线圈电磁发射器工作原理示意图

5.2.2.3 重接型电磁发射器

所谓重接发射，是指原来射弹遮断了线圈产生的磁场，后来因射弹移动拉开缝隙，磁力线重接并与弹尾产生的涡流作用的结果。重接型电磁发射器有板状电枢和柱状电枢之分。

对于图9.1-18所示的板状弹丸重接发射器，板状射弹所受的力为

$$F_{rc} = \frac{L'_{rc} i_d^2}{2} = \frac{m A_{rc} \rho}{A_b \rho_p l_p} \quad (9.1-10)$$

式中： i_d 和 L'_e 分别为重接发射器驱动线圈的电流和电感梯度； A_{pc} 为磁压力 p 对射弹的有效作用面积； A_b 为射弹尾端横截面积； l_p 是密度为 ρ_p 的射弹的长度； m 是射弹质量。

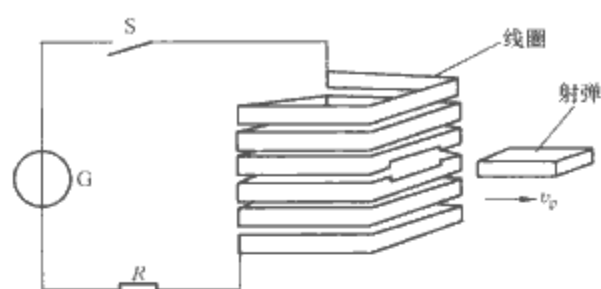


图 9.1-18 平板弹九重接型
电磁发射器原理示意图

5.2.3 混合电发射器

混合电发射器是指各类电发射器在结构或原理上以及它们与火炮或火箭间彼此混合的电发射装置，简称混合发射器。

混合发射器是以两个原则混成的：形体组合和原理混用。前者把两种类型的发射器在结构上合成一体应用；后者则把两种发射器的工作原理融为一体应用。原则上，从排列、组合理论可以有多种混合发射器。但从特性、技术指标、复杂程度、成本和需要性考虑，混合发射器种类应当是有限的。无论如何混成，其目的都是改善发射器某些方面或整体的性能。例如，大部分线圈型发射器、无接触型电热发射器、重接型发射器和某些简单导轨发射器都要求有前级发射器作为注入器，以便为射弹提供初始的注入速度。这样主发射器和前级注入发射器便组成一台混合发射器。即使在不需前级注入的情况下，若将两种发射器在结构或原理上适当地混成，也可提高发射器的整体性能。

5.3 电磁发射器的优点

(1) 发射速度高。电磁发射器能把物体推进到超高速（不小于 3km/s ），这是单级化学发射器所望尘莫及的。人类一直追求以高速度发射物体，因为这对军事、航天及材料等领域的研究有着重要意义。例如作为动能武器，弹丸的高初速一直是兵家梦寐以求的，因为此时能增大弹丸射程和穿甲深度，也可缩短射击的提前量，从而提高命中率。在航天领域提高发射速度，对人类未来生活更有着不可估量的意义。

(2) 可发射大质量物体。火炮发射质量大于 100kg 的弹丸很困难，而电磁发射器不仅可发射克级质量的小弹丸，也可发射吨级质量的射弹或航天器。弹射或发射带侧翼的航空器或航天器时，可把固定飞机和航天飞机的弹丸线圈做成马鞍形，“骑”放在驱动线圈外面由驱动线圈驱动。由于速度快、动能大，故可在作战平台、坦克、舰船或飞机上携带众多质量相对小的弹丸，这有利于弹药储存。

(3) 能源简易、效率高。电磁发射器不像液体发射药火炮和火箭那样需要优良的合成燃料或推进剂，它固定工作时仅用电厂的电力经过变换即可运行，机动工作时初级能源仅是低烃类燃料，它们的成本仅是上述化学推进剂的 1% 左右。此外，尚不存在燃料爆炸的危险和处理废燃料的麻烦。轨道和线圈两种电磁发射器的电—动能转换效率的理论值分别是 50% 和 100% ，大有发展和利用的潜力。

(4) 性能优良、可控性好。化学发射器是用改变发射药或推进剂装药量来改变射程的，一旦做成炮弹，其射程不变；而电磁发射器是能用电流变化精确控制发射速度和改变射程的，因此不存在延迟点火、突然撞击和加速度突变等现

象。使用电磁发射器还可获得近似的恒加速度，容易得到具有“平台效应”的推力。总之，电磁发射器工作稳定，重复性好。此外，实验证明，电磁发射器的后坐力亦很小。

(5) 结构多样化。电磁发射器的轨道和线圈数量不限，而且口径形状可各种各样，因此发射的有效载荷形状不受限制。因线圈发射器存在磁悬浮力，故所用弹丸线圈可被磁悬浮，被驱动线圈非接触地悬浮加速，不存在摩擦。

(6) 可连发和单源多管齐发射。电磁发射器一般需做成多段接力式，因此可在一个多级发射器中前后不同段内同时推进几个射弹，即在一长“炮管”内加速多个弹丸，实现连发。据新的发明专利，将多个发射器串联或并联馈电，可实现单电源多管齐射的效果。

5.4 电磁发射技术的进展和应用潜力

5.4.1 进展

电磁发射是一门古老而年轻的技术。言古老，是它的概念提出已有百年历史；1901年挪威奥斯陆（Oslo）大学教授伯克兰德（Birkeland）第一个提出电磁发射的概念，并获得了电火炮专利，还把 500g 弹丸加速到 150m/s ；到第二次世界大战前，有关电磁发射专利达45项之多。说它年轻，第二次世界大战期间德国、日本都为军事应用研制过电磁发射器，但均因当时的科技水平未有大进展，乃至后来美国一部门断言电磁发射不可行；直到1978年在澳大利亚国立大学工作的A. R. Marshall等人用 550MJ 的单极发电机和等离子体电极把 3g 弹丸加速到 5.9km/s ，才开创了电磁发射研究的新时代。

世界已有30多个国家从事电磁发射器的研制。美国1990年已能把 2.4kg 弹丸加速到 2.6km/s ，并能车载靶场实验（见图9.1-19），2004年宣布了欲把 15kg 弹丸加速到 2.5km/s 、射程大于 370km 的计划，并于2007年1月用 90mm 口径轨道炮把 3.2kg 的弹丸加速到 2.1km/s ，从船向岸射程 550km 。

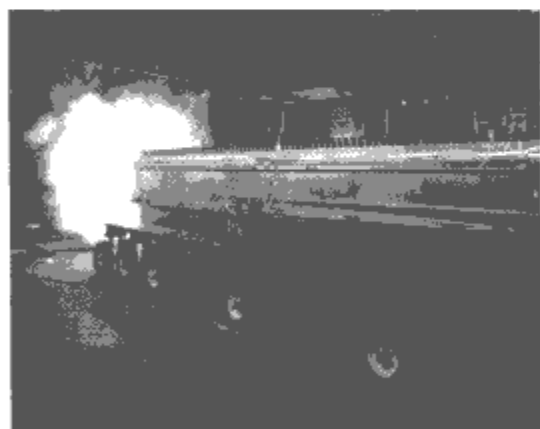


图 9.1-19 美国电磁轨道发射器车载靶场实验

国际每两年召开一次国际电磁发射技术讨论会，迄今已开13届。20世纪80年代初，国内一些单位开展了相关研究，曾用轨道炮把 50g 弹丸加速到 3km/s 。同时，我国在理论和教育方面也做出了公认的贡献，在电磁发射领域出版了多本相关的中英文专著，对电磁发射技术的发展起到了积极的推进作用。

5.4.2 应用潜力

(1) 军事应用。在战术上，海陆空军可用它作动能武器，进行地面攻击、反导和防空等；在战略上，用它发射动能拦截弹（制导弹）或天基发射，可拦截弹道导弹。

(2) 航天领域应用。可用它对空定向发射火箭或纯有效载荷，也可在天基推动航天器以进行轨道转移。

(3) 交通领域。用电磁发射原理制作电磁列车，使用原铁路轨道，其成本仅是磁悬浮列车的 1/4。

(4) 工业方面。可用其原理制作电磁抽油机，有代替油田采油用的“磕头机”的可能，从而提高抽油的效率和降低成本。

(5) 科学实验。电磁力能发射超高速弹丸，因此它可成为高压物理实验和受控核聚变研究的手段和工具。

(6) 电磁装甲防护。利用电磁发射技术可以制作电装甲，使装甲车辆变轻并提高其防护性能。

(7) 电磁弹射和增程。近来电磁发射在发射飞机和发射导弹、火箭弹等方面表现出巨大的应用潜力，图 9.1-20 就是采用电磁发射器弹射航母甲板上战斗机的情况。

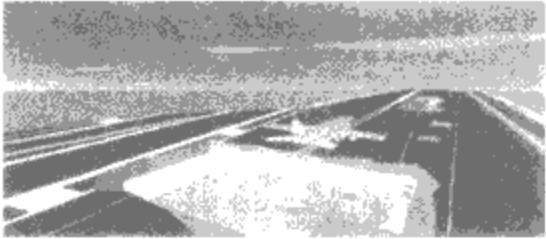


图 9.1-20 电磁弹射航母甲板上的战斗机

第2章 低温等离子体技术

1 等离子体的基本概念

等离子体是由大量带电粒子组成的非束缚态宏观准电中性体系。

等离子体与固体、液体、气体一样,是物质的一种聚集状态。常规意义上的等离子体态是中性气体中产生了相当数量的电离。当气体温度升高到其粒子的热运动动能与气体的电离能可比拟时,粒子之间通过碰撞就可以产生大量的电离过程。对于处于热力学平衡态的系统,提高系统的温度是获得等离子体态的唯一途径。按温度在物质聚集状态中由低向高的顺序,等离子体态是物质的第四态。

从更广泛的意义上讲,有些固体、液体也呈现等离子体特征。例如,固态金属中晶格上正离子和运动的自由电子构成固态等离子体;半导体中电子和空穴也构成固态等离子体;电解质溶液内部有运动着的正离子和负离子,也属于等离子体范畴。

1.1 等离子体的分类

按等离子体的产生分类,可分为:

(1) 自然等离子体。如恒星星系、星云、闪电、极光等。

(2) 人工产生的等离子体。如气体放电、气体激光、核聚变产生的等离子体等。

按气体电离的程度分类,可分为:

(1) 完全电离气体。几乎所有分子(或原子)都电离成电子和离子。

(2) 部分电离气体。部分分子(或原子)电离成电子和离子,其他仍为中性分子(或原子)。

(3) 弱电离气体。只有少量分子(或原子)电离。

按温度分类,可分为:

(1) 高温等离子体。一般指温度达到受控核聚变要求的高温的等离子体。

(2) 低温等离子体。一般指稠密、高压、温度在几千开的电弧等离子体、燃烧等离子体等。电子温度高,气体温度低的稀薄低压等离子体称为冷等离子体,也可归入低温等离子体范畴。大部分气体放电产生的等离子体都属于低温等离子体。

1.2 低温等离子体的主要研究领域

1879年克鲁克斯(W. Crookes)首次提出“物质第四态”来描述气体放电中产生的电离气体;1923年,德拜(P. Debye)提出等离子体屏蔽概念;1928年,朗缪尔(I. Langmuir)提出等离子振荡等重要概念;1929年,汤克斯(L. Tonks)与朗缪尔首次提出“Plasma”一词。近代等离子体物理发展的主要动力是关于受控核聚变的研究。而自20世纪70年代以来,低温等离子体在微电子工业、等离子加工等领域的广泛应用使等离子体科学研究达到了新的高潮。低温等离子体研究具有很强的学科交叉性,其涉及的领域很广。

1.2.1 低温等离子体物理

研究内容为支配等离子行为的基本定律和物理过程。

在大多数情况下,低温等离子体是一个经典的、非相对论的体系。对低温等离子体的描述可分为电磁场和宏观粒子体系两个部分。电磁场的行为由麦克斯韦方程组描述,对宏观粒子体系则有两种描述方式:统计力学和流体力学。

在统计力学的框架下,宏观体系的状态由粒子分布函数 $f(\vec{x}, \vec{v}, t)$ 所描述, f 是由实空间和速度空间构成的6维相空间中粒子的概率密度分布。由粒子数守恒可以得到 f 所满足的动力学方程

$$\frac{df}{dt} = \frac{\partial f}{\partial t} + \vec{v} \cdot \frac{\partial f}{\partial \vec{x}} + \vec{a} \cdot \frac{\partial f}{\partial \vec{v}} = \left(\frac{\partial f}{\partial t} \right)_c \quad (9.2-1)$$

式(9.2-1)称为玻尔兹曼(Boltzmann)方程,它将粒子之间的关联都归纳于方程右边的碰撞项。碰撞项是此方程的关键项,对不同的体系或不同的研究内容,人们对碰撞项作不同的假设,形成各种有用的简化模型。

在流体力学的框架下,等离子体粒子体系被视为一种电磁相互作用起主导的流体,通常称为磁流体或电磁流体。等离子体作为流体的动力学变量有密度、温度、速度,可用动量方程、连续性方程及状态方程(密度温度之间的关系)封闭求解。

1.2.2 低温等离子体化学

研究当存在等离子体时所发生的多相化学反应,包括等离子体和气体均是参与者的化学反应,或者在化学反应中,等离子体的组分或等离子体化学的生成物与固体或液体再相互作用。

1.2.3 等离子体科学或等离子体工程

等离子体科学涉及高能物质和辐射,包括粒子束源、高频和微波功率源、激光、等离子体光源、等离子体源和等离子体炬。等离子体工程包括等离子体材料加工、等离子体装置的设计和应用。

2 低温等离子体的基本性质

2.1 低温等离子体的基本参量

一般情况下,单一元素的等离子体是电子、离子和中性原子三种粒子的混合物。它们的密度分别是 n_e 、 n_i 和 n_a 。令 n 为中性气体原子原来的密度,则等离子体平衡状态可以用如下三个参数来表征:

(1) 电离度 $\chi = n_i/n = n_e/n$ 。

(2) 带电粒子密度 $n_e = n_i$ 。

(3) 温度 T 。

在完全热力学平衡的等离子体中,上述三个基本参量不是独立的,它们服从沙哈方程,等离子体的电离度取决于带电粒子的密度和温度。在实际的等离子体中, χ 的变化范围可以从 1×10^{-10} 变化到1。

各类粒子有它们自身的能量数值,即有它们自身的温度数值。在热力学平衡条件下有 $T_e = T_i = T_a$,在非热力学平衡条件下有 $T_e > T_i > T_a$ 。因此,对于一个没有达到热力学

平衡,但是稳定的等离子体来说,就得用下列五个参量去表征, χ 、 n 、 T_e 、 T_i 和 T_a 。

2.2 电中性和德拜屏蔽

用紫外辐射、X射线辐射、放电、加热等办法可使中性气体电离,气体的原子(或分子)分离成自由电子和离子。同时也存在着电离的逆过程——复合,如离子和电子复合成正常的原子(或分子)。当单位时间内复合的原子(或分子)数与电离的原子(或分子)数相等时,则等离子体的粒子数目达到动平衡状态。

就等离子体本身而言,宏观上它具有变成电中性的强烈倾向,即离子和电子的电荷密度几乎相等。这种电中性是带相反电荷粒子间的强电作用的结果:如果在等离子体空间某一点上出现了电荷的不平衡,即 $n_e \neq n_i$,那么电子和离子间相互作用的电场将强迫电子和离子浓度一致起来,恢复电荷的平衡。例如在一个电荷浓度为 1×10^{17} 电子数/ m^3 、体积为 $1 \times 10^{-6} \text{m}^3$ 的放电等离子体里,假若出现了 1% 的电荷不平衡,就会产生 15 000 V/m 的电场。由于电子具有巨大的荷质比 ($\frac{e}{m} = 1.76 \times 10^{11} \text{C/kg}$),这个电场将使电子得到 10^{15}m/s^2 的加速度。于是,电子将迅速地向正电荷过剩的区域运动,从而导致电中性的迅速恢复。又由于电子的惯性,电子将在原来电荷区域的附近以非常高的频率来回振荡,因此,等离子体的电中性是从平均意义上,即宏观角度上来说的。

如同金属对静电场的屏蔽一样,任何试图在等离子体中建立电场的企图,都会受到等离子体的阻止,这就是等离子体的德拜(Debye)屏蔽效应。在电场力的作用下,等离子体中的电子和离子会向相反的方向运动,使得外加电场仅局限在尺度较小的屏蔽层中。

若等离子体的温度为零,则足够多的电子可以接近电极,屏蔽层的厚度将趋于零,电场完全被屏蔽。若等离子体的温度不是零,那么在屏蔽后电势满足 $e\varphi/T_e \approx 1$ 的位置,电子可以挣脱势阱而逃逸出,因而电势没有完全被屏蔽掉,有 T_e/e 量级的电势将延伸进入等离子体中,屏蔽层的厚度也有限。对这种静态的德拜过程分析如下。

静电场满足泊松(Poisson)方程

$$\nabla^2 \varphi = -\frac{e}{\epsilon_0} (n_i - n_e) \quad (9.2-2)$$

式中: n_i 、 n_e 分别为离子和电子的密度,在热平衡状态下,它们满足玻尔兹曼分布

$$n_i = n_0 \exp(-e\varphi/T_i) \quad (9.2-3)$$

$$n_e = n_0 \exp(e\varphi/T_e) \quad (9.2-4)$$

式中: T_i 、 T_e 分别为离子和电子的温度; n_0 为远离扰动电场处(电势为零)的等离子体密度(电子与离子密度相等)。

从式(9.2-3)和式(9.2-4)可以看出,当 $|e\varphi/T_e| \ll 1$ 时, $n_e \gg n_0$,即电子将被捕获而大量积累,离子则被排空,这些电子产生的电场屏蔽了大部分的电势。如果不考虑接近于电极处电势较大的区域,只考察电势满足 $|e\varphi/T_e| \ll 1$ 的空间,则可将玻尔兹曼分布作泰勒展开,并取线性项,将其代入式(9.2-2),得

$$\nabla^2 \varphi = \left(\frac{n_0 e^2}{\epsilon_0 T_i} + \frac{n_0 e^2}{\epsilon_0 T_e} \right) \varphi = \frac{1}{\lambda_D^2} \varphi \quad (9.2-5)$$

这里定义离子与电子的德拜长度 λ_{Di} 、 λ_{De} ,等离子体的德拜长度 λ_D 分别为

$$\lambda_{Di} = \left(\frac{\epsilon_0 T_i}{n_0 e^2} \right)^{1/2}, \lambda_{De} = \left(\frac{\epsilon_0 T_e}{n_0 e^2} \right)^{1/2} \quad (9.2-6)$$

$$\lambda_D = (\lambda_{Di}^2 + \lambda_{De}^2)^{-1/2} \quad (9.2-7)$$

在一维情况下,上述方程的解为

$$\varphi(x) = \varphi_0 \exp(-|x|/\lambda_D) \quad (9.2-8)$$

即电势将以指数衰减的形式渗透在等离子体中,等离子体屏蔽外电场的空间尺度就是式(9.2-7)定义的德拜长度。

静态等离子体的德拜长度主要取决于低温成分的德拜长度。在较快的过程中,离子不能响应其变化,在鞘层内不能随时达到热平衡的波尔兹曼分布,只起到常数本底作用,此时等离子体的德拜长度只由电子成分决定。

在等离子体中,每一个电子或离子都具有静电库仑势,它同样会受到邻近的其他电子与离子的屏蔽,屏蔽后的库仑势为

$$\varphi(r) = \frac{q}{4\pi\epsilon_0} \frac{\exp(-r/\lambda_D)}{r} \quad (9.2-9)$$

这种屏蔽的库仑势使带电粒子局限于以德拜长度为半径的所谓德拜球内。

德拜长度是等离子体系统的基本长度,可以粗略的认为,等离子体由很多德拜球组成。在德拜球内,粒子之间存在着以库仑碰撞为特征的两体相互作用;在德拜长度外,由于其他粒子的干扰和屏蔽,直接的粒子两体之间相互作用消失,取而代之的是许多粒子共同参与的集体相互作用。

2.3 等离子体鞘层

等离子体中明显呈电荷非中性的区域,称为等离子体鞘层。鞘层的内部存在较强的电场,其线度在德拜长度量级。在等离子体与固体的接触面上通常存在着鞘层,在等离子体内部密度或温度剧烈变化的地方,也可以存在鞘层。

对于悬浮在等离子体中的金属电极(器壁)或绝缘体,由于电子运动速度一般大于离子运动速度,电子流较大,电子将在器壁积累形成电场,这个电场使得进入鞘层的电子流减小而离子流增大,最终两者相等。因而,简单情况下等离子体相对于绝缘的器壁的电势要约高几倍的 T_e/e 值,如图 9.2-1(a) 所示。在电极有电流的情况下,当流向电极的电子流较大时,电极相对等离子体电势为正值,如图 9.2-1(b) 所示;当流向电极的离子流较大时,电极相对等离子体电势为负值,如图 9.2-1(c) 所示。

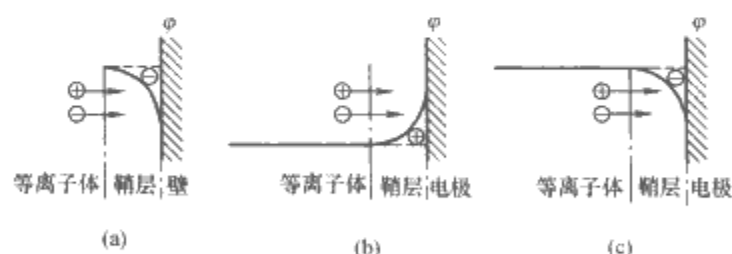


图 9.2-1 等离子体鞘层及鞘层处电势分布

(a) 简单情况; (b) 电子流较大; (c) 离子流较大

基于不同的机制,常见的鞘层有四种,即离子正鞘层、电子负鞘层、阴极双鞘层、不同参数的等离子体交界面上的双鞘层。

2.4 等离子体振荡

德拜长度描述了等离子体保持电中性的空间尺度,等离子体中还存在一个保持电中性的时间尺度,在小于此时间尺度内,准中性也会破坏,从而引起电荷密度的振荡。

当等离子体内部出现局部电荷分离时,例如在某处有电子过剩时,这些过剩的电子将产生一个电场,迫使电子向外运动,过剩将会很快消失,使电中性得以恢复,但是由于惯

性,电子不能在恢复到电中性时就停下来,结果出去电子过多,不足取代过剩,一个反向电场又把这些电子拉回来,过剩又将出现。这样的过程不断重演下去,就形成了等离子体内部电子的集体振荡,离子也有同样的振荡性质。

2.4.1 电子振荡

由于离子质量很大,相对于电子的运动来说,可认为离子是稳定不动的。假设一个均匀浓度的区域,电子和正离子的浓度均为 n_0 , 则电子振荡的角频率为

$$\omega_{pe} = \sqrt{\frac{e^2 n_0}{\epsilon_0 m}} \quad (9.2-10)$$

振荡频率为

$$f_{pe} = \frac{\omega_{pe}}{2\pi} = \sqrt{\frac{e^2 n_0}{4\pi^2 \epsilon_0 m}} \quad (9.2-11)$$

在一般的等离子体中,这个频率的数量级约为1000MHz。电子振荡频率是等离子体的一个特征参量,它与射入等离子体的电磁波的传播有关。实验证明,当频率低于等离子体电子振荡频率的电磁波射入等离子体时会被反射,所以它代表着一个临界频率。

电子位移就扰动而言是驻稳的,等离子体中各个部分的电子位移扰动都会以相同的频率独立地振荡,所以这种扰动并不会像波一样沿某一方向传播。

2.4.2 离子振荡和波

在分析电子振荡时,把等离子体中的离子看成是固定不动的,但处理离子的振荡运动时,等离子体中的电子运动对离子振荡的影响就不得不考虑了,电子的运动将大大地影响着离子的振荡。实际的离子振荡频率为

$$f_i = \frac{\sqrt{\frac{n_0 e^2}{4\pi^2 \epsilon_0 M_i} + \frac{n_0 e^2 M_i \lambda^2}{k T_e}}}{\sqrt{1 + f_{pi}^2 \frac{M_i \lambda^2}{k T_e}}} = \frac{f_{pi}}{\sqrt{1 + f_{pi}^2 \frac{M_i \lambda^2}{k T_e}}} \quad (9.2-12)$$

$$\text{式中: } f_{pi} = \sqrt{\frac{n_0 e^2}{4\pi^2 \epsilon_0 M_i}} \quad (9.2-13)$$

因此,实际的频率取决于波长 λ 。若 λ 很小,式(9.2-12)分母中第二项可忽略,等离子体振荡和电子的类似,频率为 $\sqrt{\frac{n_0 e^2}{4\pi^2 \epsilon_0 M_i}}$; 若 λ 很大,分母中第二项占主导地位,振荡变得和声波一样,具有相同的相速度和群速度,振荡频率为 $\sqrt{\frac{k T_e}{M_i}} \cdot \frac{1}{\lambda}$ 。

从定态离子振荡到离子波的传播,波长应满足的条件为

$$4\pi^2 \epsilon_0 M_i \approx n_0 e^2 M_i \frac{\lambda^2}{k T_e} \quad (9.2-14)$$

或

$$\lambda \approx \sqrt{\frac{4\pi^2 \epsilon_0 k T_e}{n_0 e^2}} = 2\pi \lambda_D \quad (9.2-15)$$

由此可见,等离子体振荡过渡到波的传播,其波长要求与德拜长度同数量级。

2.5 等离子体判据

电离气体成为等离子体所必须满足的条件如下:

(1) 德拜长度远小于等离子体系统的特征长度,即

$$\lambda_D \ll L \quad (9.2-16)$$

(2) 德拜长度大于离子间的平均距离,即

$$\lambda_D > n^{-1/3} \quad (9.2-17)$$

因为德拜屏蔽效应是大量粒子的统计效应,这就要求德拜球内有足够的粒子,也就是说德拜球内带电粒子的数目远大

于1。

(3) 等离子体频率必须大于电子和中性粒子的碰撞阻尼频率,即

$$f_p > \nu_c \quad (9.2-18)$$

这个条件表示电子不可能通过与中性粒子的碰撞来耗散振荡能量,以使等离子体振荡能维持。如果不满足这个条件,电子与中性粒子碰撞频繁。它们的运动将受普通流体动力学的力而不是受电磁力支配。上述条件也可写成 $\omega_p > \nu_c$ 。 ν_c 为碰撞阻尼频率,它是热运动阻碍恢复电中性的因素,即维持电荷分离的因素;而 ω_p 为恢复电中性的因素, $\nu_c = \frac{1}{\tau}$, τ 是电子与中性粒子碰撞的平均时间,所以上述条件还可写成 $\omega_p \tau > 1$ 。

2.6 低温等离子体的辐射

低温等离子体的许多性质与其辐射过程紧密联系,很多等离子体物理实验必须通过等离子体的辐射确定等离子体参数,尤其是在等离子体诊断技术中,利用等离子体谱线辐射、谱带辐射等原理的光谱诊断更需要研究等离子体辐射。

2.6.1 低温等离子体辐射的产生

2.6.1.1 带电粒子加速运动时的电磁辐射

电磁辐射的根本原因在于带电粒子有加速度,只有电荷作加速运动(加速度 $a \neq 0$)时才辐射电磁场,这个场可以与源(运动电荷)分离而独立存在。

讨论自由运动的带电粒子产生的电磁场,可引入“李纳—维谢尔(Lienard-Wiechert)势”来描述,假设带电粒子以任意速度 u 运动,有

$$\phi = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \left(\frac{q}{r - r \cdot u/c} \right) \quad (9.2-19)$$

$$A = \frac{\mu_0}{4\pi} \left(\frac{q u}{r - r \cdot u/c} \right) \quad (9.2-20)$$

从式(9.2-19)和式(9.2-20)可得

$$\phi = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \left[\frac{q}{r \left(1 - \frac{u \cos \theta}{c} \right)} \right] = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \left[\frac{q}{r \left(1 - \frac{u_r}{c} \right)} \right] = \frac{q}{4\pi\epsilon_0} \frac{1}{s} \quad (9.2-21)$$

$$A = \frac{\mu_0}{4\pi} \left[\frac{q u}{r \left(1 - \frac{u \cos \theta}{c} \right)} \right] = \frac{\mu_0}{4\pi} \left[\frac{q u}{r \left(1 - \frac{u_r}{c} \right)} \right] = \frac{q}{4\pi\epsilon_0 c^2} \frac{u}{s} \quad (9.2-22)$$

式中: θ 为 u 和 r 的夹角; $\left(1 - \frac{u_r}{c} \right)$ 为多普勒因子; $s = \left(1 - \frac{u_r}{c} \right)$ 。

李纳—维谢尔势是静电势的推广,从式(9.2-21)和式(9.2-22)可得

$$A = \frac{u}{c^2} \phi \quad (9.2-23)$$

可见低速运动粒子($u \ll c$)产生的磁场(以矢势 A 表示)很小,高速运动粒子($u \sim c$)产生的磁场与电场(以标势 ϕ 表示)大小相当。

通过计算可得出低速粒子($\frac{u}{c} \ll 1$)辐射的功率为

$$P_w = \frac{dU}{dt} = \frac{q^2 u^2}{6\pi\epsilon_0 c^3} \quad (9.2-24)$$

这就是拉莫尔辐射公式,从这个公式可以得出重要结论:带电粒子没有加速度就不会有辐射。

2.6.1.2 振动偶极子辐射

在等离子体的正、负带电粒子集合中,正离子可以近似看作静止,电子相对于它可在有限区域内周期振动。每一对正、负带电粒子的偶极矩 $p=q\mathbf{r}$,当电荷振动时,偶极矩随时间变化 $p=q\mathbf{r}(t)$,电荷的运动速度为 $\mathbf{u}=\dot{\mathbf{r}}(t)$,电荷作加速运动(相当于谐振子作周期性加速运动),加速度为 $\mathbf{a}(t)=\dot{\mathbf{u}}(t)=\ddot{\mathbf{r}}(t)$ 。偶极子辐射功率可表示为

$$P_{\omega} = \frac{dU}{dt} = \frac{|\dot{\mathbf{p}}|^2}{6\pi\epsilon_0 c^3} = \frac{q^2 |\ddot{\mathbf{r}}(t)|^2}{6\pi\epsilon_0 c^3} \quad (9.2-25)$$

这是拉莫尔辐射公式的另一种表达形式。

振动偶极子不断向外界发出电磁辐射,以电磁波的形式发出能量,必然会造成振动偶极子能量逐渐减少,振子随时间作减幅振动。

2.6.2 低温等离子体辐射机制

2.6.2.1 激发辐射(束缚—束缚或 b—b 跃迁)

激发辐射是低密度冷等离子体辐射的主要形式,这种等离子体粒子能量约小于 1000eV。激发辐射的基本特点是发射出分立的谱线,所以又称线辐射或不连续辐射。等离子体中原子的轨道电子未完全剥离前,这种激发辐射很显著。这时电子在跃迁前后都处于束缚态,所以称束缚—束缚跃迁。

原子或离子的核外电子由于碰撞或电场、磁场的作用,被激发到较高能级,而处于较高能级(一种束缚态)的电子向较低能级(另一种束缚态)跃迁时,发出与此两能级的能量差有关的特定谱线,由于能级的能量是不连续的,所以这些谱线也是分立谱线。

在“冷”等离子体(如电子温度 $T_e \approx 1\text{eV}$ ($1\text{eV} = 11600\text{K}$))中,大多数辐射谱线在红外线区域。随着温度升高,原子将处于更高的激发能级,于是跃迁发射的谱线波长更短。当 $T_e \sim 10\text{eV}$ 时,几乎所有原子电离,同时多电子的原子发生二次甚至多次电离,多次电离后使核外电荷屏蔽减少,束缚态之间能差更大,以致发射谱线更短,在紫外线和 X 射线区域。当温度再升高时,某些种类的等离子体的所有核外电子被剥离,离子都变成裸核,于是激发辐射停止,束缚—束缚跃迁产生的辐射谱线消失。

2.6.2.2 复合辐射(自由—束缚或 f—b 跃迁)

等离子体中自由电子与离子碰撞后复合,或者自由电子被中性粒子俘获,被复合或俘获的电子多余能量以光子形式辐射出来。跃迁前电子是自由态,跃迁后电子束缚于某能级,所以称为自由—束缚跃迁。自由电子具有连续的速度分布,即能量是连续的,因此电子复合辐射也是连续谱。

2.6.2.3 韧致辐射(自由—自由或 f—f 跃迁)

在无磁场的等离子体中,主要是自由电子在离子场作用下发生电子—离子库仑碰撞,使自由电子跃迁到较低能量的另一自由态,伴随着电子因碰撞而产生减速度,把多余的能量以光子形式辐射出去,这种由于库仑碰撞引起的辐射称为韧致辐射。因为电子在碰撞前后都是自由的,所以也称为自由—自由跃迁。韧致辐射是连续辐射,存在各种频率。

也可把正、负带电粒子当作一偶极子振动,当它们碰撞时引起偶极子振动,使偶极矩随时间变化,也会产生韧致辐射。

实际上两个中性粒子间的碰撞或一个中性粒子与一个带电粒子间的碰撞,都会引起中性粒子的原子核周围电荷分布的畸变而产生韧致辐射。当然这类有中性粒子参与的韧致辐射是另一种机制。

电子—离子碰撞引起的韧致辐射主要是电子加速引起的辐射,因为离子质量较大,获得的加速度不明显,所以离子

不会有显著的韧致辐射。电子—电子和离子—离子碰撞都会产生韧致辐射,但一般情况下都很小,除非电子在相对论速度下的碰撞才产生显著的韧致辐射。热等离子体中主要是电子—离子碰撞,弱电离气体中主要是电子—中性原子碰撞。一般对相当热的等离子体,粒子能量在 50keV 量级时,大多数离子的轨道电子全部剥离,这时电子—离子韧致辐射是主要的。

2.6.2.4 回旋辐射

等离子体中存在磁场又无碰撞时,带电粒子围绕磁力线作螺旋运动。这就存在一个向心加速度,因此发射出另一种辐射,称为回旋辐射,或称磁韧致辐射、同步辐射。因电子质量较小,围绕磁力线旋转时向心加速度较大,电子回旋辐射强度较大。离子因质量大,向心加速度较小,离子回旋辐射强度很小,一般不考虑。

回旋辐射也是连续辐射。但在低电子能量时,回旋辐射在电子拉莫尔频率处出现功率峰值。在较高电子能量时,除了在基频功率峰值(分立谱)外,在电子拉莫尔频率的谐波频率处也发出功率峰值(分立谱)。对高度相对论电子,辐射功率和频率的关系为光滑曲线(连续谱),这种相对论电子的回旋辐射也称同步辐射。

2.6.2.5 切伦柯夫辐射

带电粒子在介质中运动,其速度超过介质中的光速 $\frac{c}{N}$ (其中 N 为光的折射率)时发生这种辐射,称为切伦柯夫辐射。带电粒子的速度超过 $\frac{c}{N}$ 时,粒子所激发的电磁波与超音速飞行器前沿形成的激波很相似。这样即使粒子加速度很小,甚至是等速运动也会有辐射。由于粒子的速度大于电磁波在介质中的传播速度 $\frac{c}{N}$,所以电磁波存在区(辐射区)呈锥形,锥顶点即为带电粒子,整个锥体与带电粒子一起前进。

2.6.2.6 等离子体的黑体辐射

由激发、韧致、回旋等机制产生的电磁辐射,在到达等离子体边界之前被等离子体多次吸收或再发射,这时辐射过程与碰撞过程处于同等重要地位;电子吸收光子而增加了能量,使碰撞加剧,系统易于达平衡态,而碰撞又激发出光子,并向系统外辐射而减少能量,所以黑体辐射是处于一种热力学平衡状态下的电磁辐射。这种平衡辐射与用某一温度表征的固体黑体辐射相类似,黑体表面的总辐射流仅与黑体温度有关。

3 低温等离子体的产生

3.1 放电产生低温等离子体简介

有工业应用价值的能较长时间产生和维持低温等离子体的方法主要有电学手段,如电弧放电、高频感应放电、热离子放电等;化学手段,如燃烧等。在此主要讨论产生低温等离子体的几种放电形式及其特性。

不同的放电形式具有不同的电学和光学特征,其产生的等离子体也具有不同的性质和用途。气体放电可按气压高低、电极形式、电源类型等进行分类。在本节中将按直流低压放电的电流增长趋势依次讨论汤生放电、电晕放电、辉光放电和弧光放电。高频放电、微波放电以及介质阻挡放电这几种广泛用于制造工业用低温等离子体的放电形式也在本节中讨论。

图 9.2-2 所示为直流低压放电管的伏安特性,从图中可以看出,放电可划分为暗放电、辉光放电和弧光放电三个

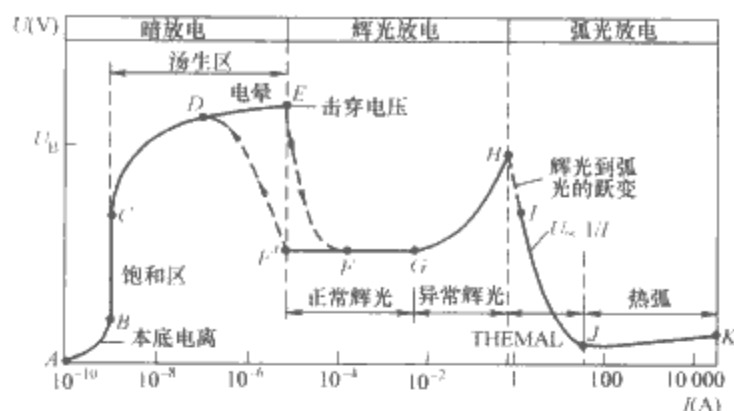


图 9.2-2 直流低压放电管的伏安特性

区域。

如图 9.2-2 所示，在 B 和 C 间的饱和区，由本底辐射所产生的所有离子和电子从放电区中逸出，电子并不具有产生新电离的足够能量。从 C 到 E 的区为汤生 (Townsend) 区，电子从电场得到足够的能量，使它们能电离一些中性本底气体，在电压增高时导致电流非常迅速地指数上升。在 D 和 E 之间将发生单极电晕放电，这是由于在尖端、尖边缘或粗糙的电极表面的局部电场集中，超过了周围中性气体的击穿强度引起的。当电压增加至 E 点的电压 U_B 时，发生电击穿。在伏安特性上，A 和 E 之间的区域被称为“暗放电”。

一旦在 E 点发生电击穿，放电转变为辉光放电。经从 E 点到 F 点的非连续转变之后，进入伏安特性的正常辉光区域，在放电电流变化几个数量级的范围内，放电电压几乎和电流无关。当电流从 F 增长到 G，阴极被等离子体占据的部分增加，直到 G 点，等离子体覆盖了整个阴极表面。从 G 到 H，放电进入异常辉光放电区，电压随电流的增加而增高。

在 H 点，阴极上的电流密度高得足以加热阴极至白灼，触发非连续的辉光至弧光的跃变，如 H 和 I 间的虚线所示。在此跃变之后，放电稳定在 I 和 K 间的某点，这取决于直流电源的内阻。从 I 到 K 的弧光区，当电流增加时放电电压降低，到 J 点达到大电流，此后电压再次随增长的电流缓慢地增高。I 和 J 之间是非热弧光区，电流增加电压下降，在此处电子、离子和气体温度是不等的。在 J 和 K 间的正斜率部分是热弧区，此区的等离子体接近热力学平衡，所有粒子的温度近似相等。

3.2 汤生放电

汤生放电区域的伏安特性曲线如图 9.2-3 所示，可分为 T_0 、 T_1 、 T_2 三部分。

在 T_0 区域里，作用在电极间的电压很低，气体中流过的电流也很小，如图 9.2-3 所示从 0 开始上升，然后趋于饱

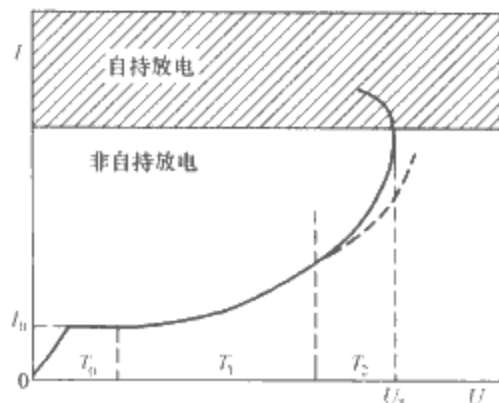


图 9.2-3 汤生放电区域的伏安特性

和，这是本底电离（由于宇宙射线和地壳中放射性元素的辐射作用，任何时刻、任何地点的任何气体中均具有一定量的电子和离子，这种现象叫本底电离）下的带电粒子在电场作用下作定向迁移的结果。在没有外场的情况下，这些带电粒子和气体分子一样在空间作杂乱无章的运动。当放电管两端加上较低的电压时，电子和离子在电场的作用下作定向运动，于是电流从 0 开始逐渐增加；当极间电压足够大时，所有的带电离子都可到达电极，这时电流达到某一最大值。本底电离产生的带电粒子密度一般很小，所以 T_0 区域中饱和电流值仍很小（约 1×10^{-12} A 量级）。

在 T_1 区域里，从阴极发射的电子在电场作用下获得足够的能量，它们与气体分子碰撞并产生电离，导致带电粒子的增加，放电电流随之上升。

在 T_2 区域里，电子与气体分子碰撞产生的正离子，从较高电场中获得的能量已足以在其与气体分子碰撞时使之电离，从而使放电电流进一步增大。

汤生放电中， T_1 和 T_2 区域中的电流都是从阴极发射出的最原始的电子引起的，这些电子是某种光电效应产生的，如果这种光电效应突然消失，那么汤生放电 T_1 和 T_2 区域中的电流会立刻中断，所以这种放电属于非自持放电。

当作用在电极间的电压大于某一临界值 U_0 时，放电管的电流会突然迅速上升。这时即使移去外界电离源，放电同样可以维持，气体中出现了某种类型的自持放电，这时称气体产生了击穿或着火，其临界电压值 U_0 就称为击穿电压或着火电压。此时产生的自持放电的性质还决定于放电通道和外电路的条件。杂质气体、电极、电场分布、外界电离源都对击穿电位有影响。

根据上述的放电基本过程，汤生在其放电理论中引入三个系数 α （汤生第一电离系数）、 β （汤生第二电离系数）和 γ （汤生第三电离系数）来描述由电子和正离子产生气体电离的机理。

汤生第一电离系数 α 表示一个电子从阴极到阳极经过单位路程与中性气体粒子作非弹性碰撞所产生的电子—离子对数目，或所发生的电离碰撞数，这种电离过程也称为 α 过程。

汤生第二电离系数 β 表示一个正离子从阳极到阴极经过单位路程与中性气体粒子作非弹性碰撞所产生的电子—离子对数目，即由离子所产生的电离碰撞数，这种电离过程称为 β 过程。

汤生第三电离系数 γ 表示一个正离子撞击阴极表面时平均从阴极表面逸出的电子数目（二次电子发射），这种电离过程称 γ 过程。

α 和 β 与放电气体的性质、气体压强和给定放电点的电场强度等有关，而 γ 与气体性质、电极材料和离子能量等有关。

在气压较低，气体相对密度 δ 和电极间距离 S 乘积小于 0.26cm 时，气体的击穿可以用汤生放电理论来描述。

3.3 电晕放电

当在电极两端加上较高但未达击穿的电压时，如果电极表面附近的局部电场很强，则电极附近的气体介质会被局部击穿而产生电晕放电现象。当电极的曲率半径很小时，由于其附近的场强特别高，很容易发生电晕放电。电晕放电现象可在很多场合下观察到，例如在高压传输线和同轴圆筒所包围导线的表面，或在针形不规则导体的附近以及在带有高电压的导体表面等处。

电晕放电的电流强度取决于加在电极之间的电压大小、电极的形状、极间距离、气体的性质和密度。电晕放电的电压降不取决于外电路中的电阻，而决定于放电迁移区域的电导。一般来说，电晕放电电流比辉光放电电流小（微安数量级），但放电压降比辉光放电压降大（千伏数量级）。若电场分布均匀，放电电流又较大，则发生辉光放电现象；在电晕放电状况下如提高外加电压，而电源的功率又不够大，此时放电就转变成火花放电；若电源的功率足够大时，电晕放电可转变为弧光放电。

电晕放电的极性决定于具有小曲率半径的电极的极性。如果曲率半径小的电极带正电位，则发生的电晕称为正电晕；反之则称为负电晕。此外，按提供的电压类型也可以将电晕放电分为直流电晕、交流电晕和高频电晕。按出现电晕电极的数目来分类时，则有单极电晕、双极电晕和多极电晕。

电晕放电有很多重要的工业应用，包括静电除尘器、干式复印技术等，也可用于材料表面改性、抗静电应用及生产臭氧、合成工业用化合物等等。

电晕放电也会产生一些有害的效应，如输电线路发生电晕时引起电晕损耗，电晕放电在空气中形成有害的化学物质，包括臭氧、NO₂、水蒸气存在时的硝酸，对线路的金属和绝缘材料会造成损害。当导体上的电压超过大约 20kV 时，电晕可能产生 X 射线。在高电压设备中，这种 X 射线可能造成对人体的危害。电晕还可能造成严重的射频干扰和可听噪声，这在输电线路的设计中是需要特别注意的问题。

3.4 辉光放电

辉光放电因放电时会出现特有的光辉而得名，产生发光是由于电子能量和电子数密度已高到足以可由激发碰撞产生可见光。辉光放电电流的大小一般为毫安数量级，它是靠正离子轰击阴极所产生的二次电子发射来维持。

当图 9.2-2 中讨论的直流低气压放电管两端的电压增加到通过图中所示的暗放电区时，电流指数式地增加而进入汤生放电区，在图中的 E 点处接近击穿电压。此时可发生两种情况：如果电源内阻很高，放电管不能提供足够的电流击穿气体，放电管仍处于只有很小电晕点的电晕区，或在电极上有明显的刷形电晕放电；而如果电源内阻相当低，则气体击穿后放电将从暗放电区移到图 9.2-2 所示的辉光放电区，辉光放电区又可分为正常辉光放电区和异常辉光放电区。表 9.2-1 中简要地给出正常和异常辉光放电参数范围。

表 9.2-1 辉光放电的特性参数

| 参 数 | 低 值 | 典型值 | 高 值 |
|---------------------------|--------------------|--------------------|--------------------|
| 中性气体压强 (133Pa) | 1×10^{-6} | 0.5 | 760 |
| 电极电压 (V) | 100 | 1000 | 50 000 |
| 电极电流 (A) | 1×10^{-4} | 0.5 | 20 |
| 数密度 (电子数/m ³) | 1×10^{14} | 5×10^{19} | 6×10^{18} |
| 电子动力学温度 (eV) | 1 | 2 | 5 |
| 功率电平 (W) | 1×10^{-2} | 200 | 250 000 |
| 等离子体体积 (L) | 1×10^{-6} | 0.1 | 100 |

3.4.1 正常辉光放电

低气压直流正常辉光放电呈现明暗相间的光层分布，可分成几个不同的区域，如图 9.2-4 (a) 所示。不同区域中，其发光强度、电位、电场强度、空间电荷量和电流密度的大小不同，具体分布见图 9.2-4 (b) ~ (f)。

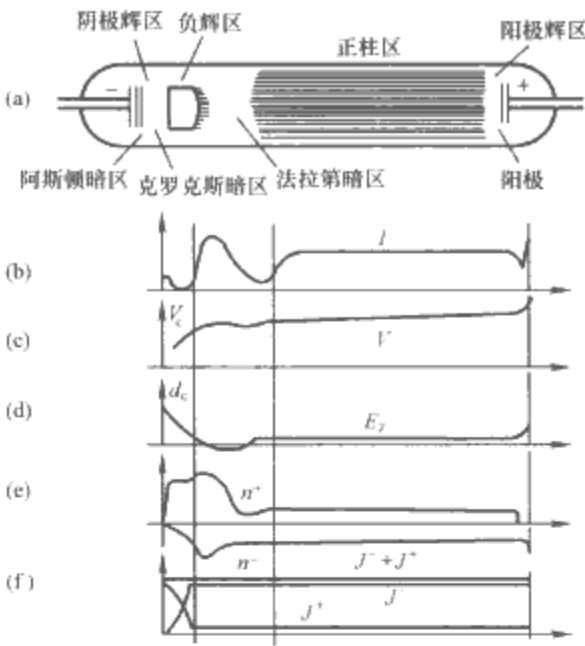


图 9.2-4 辉光放电的参量分布

(a) 辉光放电区域；(b) 光强；(c) 电位分布；
(d) 电场强度；(e) 净空间电荷；(f) 电荷密度

从阴极开始首先是阿斯登 (Aston) 暗区。在该区域里，电子从阴极出发，它们从电场获取的能量还不足以激发原子，因此这里出现的是一个很薄的暗区。经过阿斯登暗区后，电子从电场获得的能量已足以使原子激发、阴极辉光就是由这些受激发的原子发出的。阴极辉光区的大小决定于气体的性质和气压的高低。在多数情况下，阴极辉光紧贴在阴极上，掩盖了阿斯登暗区。紧接阴极辉光区的是克罗克斯 (Crookes) 暗区，在该区域中电子的能量大部分用于电离碰撞。由此产生的大量电子从电场重新获得激发能，与气体碰撞而产生负辉光。负辉光区的边界就相当于电子具有足够能量去激发原子的所在范围，负辉光区发光最强。在此之后又出现了法拉第暗区和正柱区。正柱区是从法拉第暗区一直向阴极伸展的气体被大量激发和电离的区域，它是辉光放电的主要区域，但也可以不存在。

正柱区通常又称为等离子体区，满足电中性条件。在这里，电子使气体激发电离，电子和离子的主要损失机制是双极性扩散。在电子到达阳极以前的几个自由程的距离内，电子从电场得到相当大的能量，这些电子能够激发气体原子发光，所以在阳极附近会出现阳极辉光。在亮的阳极辉光区域，电子激发和电离原子的过程是相当活跃的。当减低气压时，负辉区和法拉第暗区开始扩展，正柱区域会缩短；到气压足够低时，正柱区域甚至可以完全消失。如果在一定气压下维持放电电流不变，把两个电极相互靠近，同样也可以看到正柱区域消失的现象。

3.4.2 异常辉光放电

在直流低气压放电管内，当电流增加时，在正常辉光区内，电压刚开始时上升很慢，但当到达图 9.2-2 中的伏安曲线上的 G 点时，电压就快速增高，这种增高在等离子体完全覆盖阴极表面时出现。进一步增加总电流的唯一方法是，通过增加电压，使更多的电流流过阴极区，除了更强的发光以外，异常辉光放电看起来很像正常辉光放电，但是，有时在阴极附近的一些放电区将重合，使得沿着阴极和阳极之间的整个放电发光强度大体上是均匀的。随着电流和电压的增加，阴极电流密度也增加，最终使阴极表面加热到白炽点。如果阴极加热到足以发射电子，电源的内阻抗足够低，放电就会过渡到电弧区。

辉光放电是汤生放电的进一步发展,它们之间的一个主要差别在于辉光放电具有较大的放电电流密度,而且空间电荷效应起着显著的作用,因此在讨论辉光放电时必须考虑空间电荷问题。

3.5 弧光放电

与辉光放电相反,弧光放电的主要特点是它的维持电压很低、电流密度高、发光亮度高。虽然在有些条件下它的电压可以达到几百伏,但通常只有几十伏。电弧的电流密度可从每平方厘米几安培直至 $1000\text{A}/\text{cm}^2$ 以上。弧光放电还具有阴极位降低的特点。弧光放电一般具有负的伏安特性。

弧光放电的电位在放电空间的分布可以分成三个不同的区域,如图 9.2-5 所示。

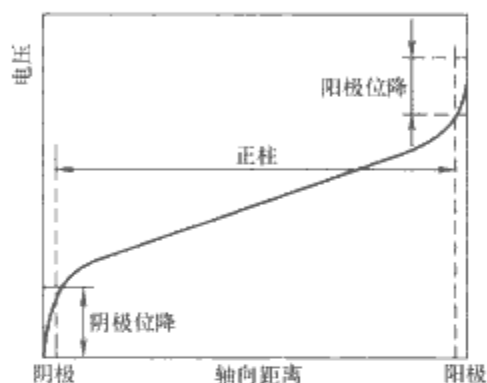


图 9.2-5 弧光放电中电位的轴向分布

在阴极前面是阴极位降区,这个区域很短(不大于 $1 \times 10^{-4}\text{m}$)。压降约为 10V 量级;在这很小的区域里聚集着正的空间电荷,电流密度很大($1 \times 10^6 \sim 1 \times 10^{10}\text{A}/\text{m}^2$),且常在阴极上显现出一个或几个阴极斑点,阴极位降区对于阴极发射电子与维持放电是至关重要的。在阳极前面是阳极位降区,也是一个很小的区域,里面有空间电荷存在,当放电电流较大时,这里也会出现一个或几个阳极斑点,但是在这区域里,空间电荷是负的,而且不存在阳极的发射。通常阳极位降及其电流密度小于阴极位降及其电流密度。

在两个电极区域之间是弧光正柱,也就是等离子体区域,其中气体是近于电中性的,在最热的部分里气体的电离度可以从 1% 变到大于 50% 。在正柱区里,轴向电场基本上是均匀的,其数值通常大于辉光放电的轴向电场值。弧光正柱电场强度的大小与气体性质、气压以及电流有关。

按照不同的分类方法,弧光放电可以划分为不同的类型:

- (1) 按弧光的稳定形式划分有管壁稳定弧光、自由弧光(对流稳定与电极稳定)以及气流稳定弧光。
- (2) 按气压划分有高压弧光($p > 1 \times 10^5\text{Pa}$)、低压弧光($1\text{Pa} < p < 1 \times 10^5\text{Pa}$),以及真空弧光($p < 1\text{Pa}$)。
- (3) 按气体的种类划分有氩弧、氢弧等。
- (4) 按电极材料划分有炭弧、铜弧等。
- (5) 按阴极电子发射的机构划分有热电子弧光、冷阴极弧光等。

3.6 高频和微波放电

在交变电场中,气体的电离与直流稳定电场中的情况不同,具体体现在以下几个方面:

第一,由于电场周期性地改变方向,空间带电粒子不容易通过到达器壁或到达电极而离开放电空间,相对地减少了带电粒子的损失,因此只要有较低的电场就可以维持放电。

对于直流放电不可忽略的电极上的次级过程对交变电场中的击穿不再是必要条件。

第二,在交变电场中,如果带电粒子、光子和激发原子撞击器壁或电极时产生了次级电子,它们对于放电的增长不一定会有贡献,除非它们的运动方向与场的方向一致。

第三,交变放电等离子体可以维持在绝缘的放电室内,而电子、离子漂移到器壁会建立起静电场,这个电场将主要控制空间中电离密度的平衡。

而当外加频率足够高时,其周期将可以与电子或离子跨越等离子体和电极间的鞘层所需的时间相比拟,此时注入功率与等离子体的相互作用几乎完全受位移电流而不是传导电流的支配,其放电过程与直流或低频下的情况完全不同了。

一般说来,用于工业生产的高频功率电源的制造成本比直流电源高,但其应用领域仍然很广,其最重要的优点之一是它与等离子体的相互作用是通过位移电流而不是传导电流,因而无需电极与等离子体相接触即可实现相互作用。当对产品纯度的控制要求较高时,电极引起的污染会带来严重的问题。没有携带电流的电极与等离子体相接触,还可改善其可靠性、生产重复性、等离子体反应器本身的寿命及产品的质量。

高频等离子体是依靠高频耦合产生等离子体,根据耦合方式的不同,高频等离子体分为容性耦合等离子体和感性耦合等离子体,如果等离子体中的射频电场是由射频天线/电极的电压产生的,该耦合方式为容性耦合,产生的等离子体为容性耦合等离子体,如果等离子体中的射频电场是由射频天线/电极的磁场产生的,对应的耦合方式为感性耦合,所产生的等离子体为感性耦合等离子体。

电容耦合的高频等离子体源,在微电子行业中广泛用于等离子体辅助化学气相沉积或溅射在基片上刻蚀图纹。图 9.2-6~图 9.2-8 为几种典型的高频电容耦合等离子体反应器结构图。

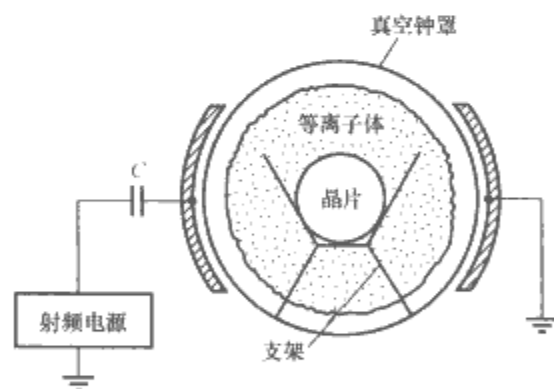


图 9.2-6 桶形电容耦合等离子体反应器结构

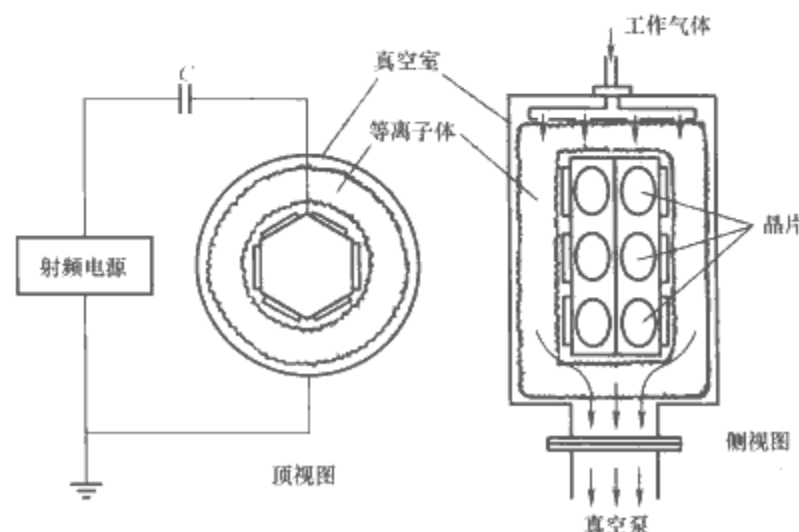


图 9.2-7 六角柱形高频电容耦合等离子体反应器结构

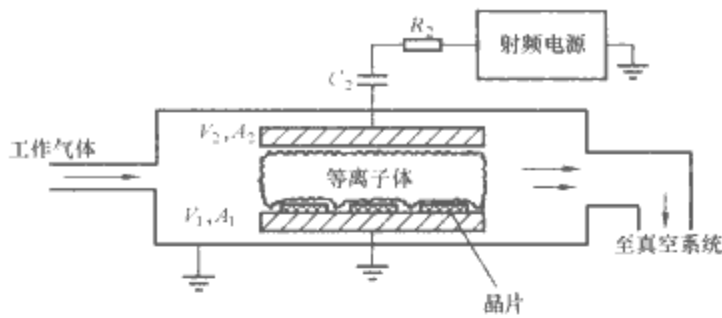


图 9.2-8 平行平板高频电容耦合等离子体反应器结构

一种感应耦合的射频等离子体炬如图 9.2-9 所示。

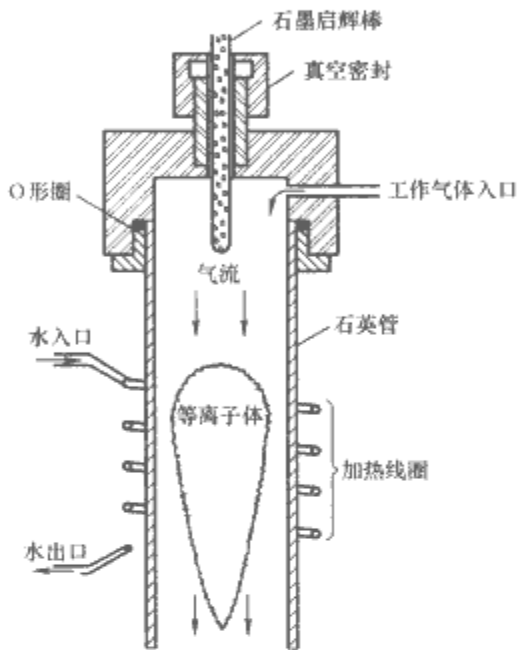


图 9.2-9 一种感应耦合等离子体炬

与电弧等离子体发生器相比，射频耦合等离子体具有许多独特优点：由于高频电流的集肤效应，等离子体呈环状，载气能在等离子体中心形成一个通道，在 10 000℃ 以上环状高温等离子体作用下迅速分解，其很长的高温尾焰，可以替代其他设备所需的其他外部加热设备。特殊的环状结构使其与其他等离子体炬内热外冷的特性相反。用于制造污染物处理所需的热等离子体时，其他等离子体由于外部高温等离子体的黏滞性，物料不易进入等离子体的高温区，而射频等离子体中的污染物分解在中心通道上进行，避免了这一影响。但高频等离子体发生器电热转换效率低（一般最高为 30%~40%），对外界干扰敏感。当增大反应物供给量时，等离子体不稳定而容易熄弧，不易于实现工业化生产。

指定的微波频段波长为 30cm~1mm，相应频率为 300GHz。频率为 2.45GHz，相应自由空间波长为 12.24cm 时，微波源和回路元件最容易得到，价格也最低廉，因而大多数微波等离子体反应器的设计和应用选择这一频率。在工业等离子体应用中，几乎全部选用两个频率：2.45GHz 和 915MHz。

微波产生的等离子体比直流或射频等离子体有更高的电子温度，典型值为 5~15eV，而后者只有 1~2eV。如果微波功率为千瓦级，微波等离子体中的电子密度可接近由电子等离子体频率所确定的临界密度。以微波放电的典型应用频率 2.45GHz 为例，该密度等于 7×10^{16} 电子数/m³。微波等离子体可以在很宽的气体压强范围内产生，一般可从大气压

强到某些 ECR（电子回旋谐振）微波放电的 1×10^{-6} Torr（1Torr=133.322 4Pa），非磁化微波放电通常工作气压从 10mTorr~760Torr，而磁化的 ECR 微波放电一般工作在 10mTorr~ 10^{-6} Torr 的较低气压。

由于微波放电有更高的电子温度和低的工作压强，因而能比直流或射频放电提供更高的电离度和离解度，在许多等离子体化学应用中这是一个很重要的优点。微波等离子体无高电压鞘层及伴随的离子壁溅射，微波放电时没有内部电极，降低了电极材料溅射对等离子体的污染。

自 20 世纪 80 年代中期以来，微波产生的等离子体已经越来越多地用于微电子等离子体加工、连续气流等离子体炬和一些化学反应器中。微波等离子体还广泛地用作紫外线和可见光范围内的连续辐射和线光谱辐射源及与等离子体相关的活性粒子，如离子、自由基、激发态原子以及离解中性粒子等的激发源。微波放电也可用来提供发射激光的媒质以及泵浦激光。

图 9.2-10 为微波等离子体炬的典型结构图。微波功率由一矩形波导通过石英窗送进阻抗匹配的模式转换器，再耦合到一个同轴波导，其中心内导体构成等离子体炬的一个电极，而另外一个电极通过一环状法兰接于同轴波导的外导体上。当加上 2.45GHz、2kW 的微波功率时，工作气体被击穿而形成由微波能量驱动的等离子体炬。在同轴波导内外导体间的工作气体中，一个旋转电弧突然产生。利用这一微波等离子体炬来沉积金刚石薄膜，其沉积速率比用其他形式的等离子体源要快得多。

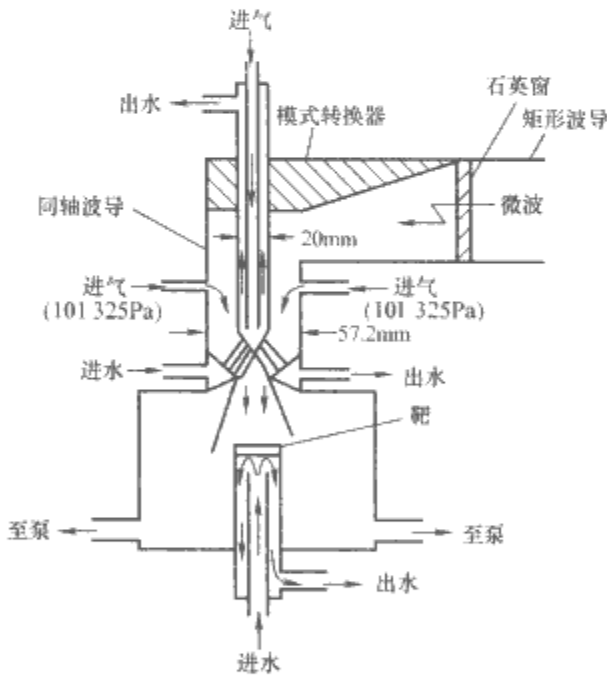


图 9.2-10 微波等离子体炬典型结构图

3.7 介质阻挡放电

介质阻挡放电是将绝缘介质插入放电空间的一种气体放电。介质可以覆盖在电极上，也可以悬挂在放电空间里。当在放电电极间施加一定频率（50Hz~到几兆赫兹）的足够高的交流电压时，电极间的气体就会被击穿产生介质阻挡气体放电。在大气压或高于大气压条件下，间隙内的气体放电通常由许多在时间上和空间上随机分布的微放电构成，这些微放电的持续时间很短，一般为纳秒量级。由实验观察，微放电通常呈现一些相当均匀的圆柱形微通道（见图 9.2-11），每一个微通道就是一个强烈的流光放电击穿过程，带电粒子的输运过程及等离子体化学反应就发生在这些微放电通道内。典型介质阻挡放电中微放电的主要参数见表 9.2-2。

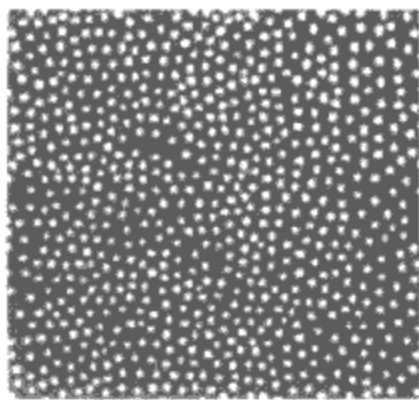


图 9.2-11 氮气中微放电的
圆柱形微通道照片 (40mm×40mm)

表 9.2-2 典型介质阻挡放电中微放电主要参数

| 参 数 名 称 | 参 数 值 |
|----------------|---------------------------------------|
| 气体压强 p | $\geq 0.01\text{MPa}$ |
| 电场强度 E_R | $0.1\sim 300\text{kV/cm}$ |
| 折合电场强度 E_R/n | $100\sim 600\text{Td}$ |
| 微放电寿命 τ | $1\sim 10\text{ns}$ |
| 微放电通道半径 r | $0.1\sim 0.2\text{mm}$ |
| 单个微放电运输电荷量 q | $100\sim 1000\times 10^{-12}\text{C}$ |
| 电流密度 j | $100\sim 1000\text{A/cm}^2$ |
| 能量密度 J | $10^{-4}\sim 10^{-2}\text{J/cm}^3$ |
| 电子浓度 n_e | $10^{14}\sim 10^{15}\text{A/cm}^3$ |
| 电子平均能量 T_e | $1\sim 30\text{eV}$ |
| 电离度 X | $> 10^{-4}$ |
| 气体温度 T_g | $\approx 300\text{K}$ |

从介质阻挡放电的物理过程来看,电源电压通过电介质电容耦合到放电间隙形成电场,空间电子在这一电场作用下获得能量,与周围气体发生非弹性碰撞,电子从外加电场取得能量转移给气体分子。气体被激励后,发生电子雪崩,出现了相当数量的空间电荷。它们聚集在雪崩头部,形成本征电场,再与外加电场叠加起来形成很高的局部电场,在新形成的局部电场作用下,雪崩中的电子得到进一步加速,使放电间隙的电子形成空间电荷的速度比电子迁移速度更快,形成了往、返两个电场波,电场波向阴极方向返回时更强,这样一个导电通道能非常快地通过放电间隙形成大量微细丝状的脉冲流光微放电。它们很均匀、漫散和稳定,彼此孤立地随机发生在不同地点。当微放电通道形成以后,空间电荷就在通道内输送并累积在电介质表面产生反向电场而使放电熄灭,形成微放电脉冲。在一定范围内,微放电的数量随供电电压及频率的增加而增加。

介质阻挡放电中,电介质的分布电容对于微放电的形成起着十分重要的镇流作用。一方面,由于电介质的存在,有效地限制了带电粒子的运动,防止了放电电流的无限制增长,从而避免了在放电间隙内形成火花放电或弧光放电;另一方面,电介质的存在可以使微放电均匀稳定地分布在整个放电空间内,便于在高气压条件下获得大体积的低温非平衡等离子体,是其能在工业上获得广泛应用的前提。

介质阻挡放电是产生高浓度高产量臭氧的有效手段,也可用作产生紫外光的激励源或用于高功率 CO_2 激光器的激励。现在出现的彩色等离子体显示器也是利用介质阻挡放电

技术实现的。介质阻挡放电在合成新物质、材料表面改性、烟气的脱硫脱硝、分解有害气体及净化汽车尾气、污水处理等方面也有广泛的应用。

3.8 大气压均匀放电

低气压辉光放电等离子体已广泛应用于材料加工(沉积、刻蚀和表面改性)等领域,这种放电具有击穿电压较低、容易实现稳定放电、功率密度适中、可在较大尺度内实现均匀以及相对高的活性粒子浓度等优点,但由于低气压放电离不开真空系统,这使得对材料的处理难以实现流水化。一些大气压下产生等离子体的放电方法如电晕放电、介质阻挡放电和电弧放电在某些工业应用又不太适合,比如电晕放电产生活性粒子的效率太低且不均匀。介质阻挡放电在大气压下容易形成细丝状的流注放电,容易导致一些热敏感材料如纺织品等表面出现凹痕或针眼,而电弧放电则因为能量密度太高很容易损伤薄的或比较脆弱的工件,因此如何在大气压下特别是在空气中实现类似辉光放电的适宜于材料表面处理的均匀放电,是研究的热点与难点。

3.8.1 大气压均匀放电的物理机制

对于大气压均匀放电的形成机理还缺乏深入的研究,对放电均匀性的判断标准不统一造成对均匀放电的定义和理解不一。例如通过放电室气体流动或直接向间隙吹气体,可以使空气间隙放电从明显丝状向比较均匀转变,但其原理仍然不清楚,有人认为吹气体使放电区域温度下降,有人猜测吹气体使间隙中产生一个低气压(密度)空间,有人认为气体流动使间隙中(由放电产生的)杂质减少。

即使对于大气压下均匀放电,如氦气(或某些其他惰性气体)大气压辉光放电和氮气汤生放电,其形成机制仍有不同观点。例如,对于氮气均匀放电的形成机理,一些研究结果表明:均匀放电是由于在较低电场下发展起来许多小电子雪崩,这众多电子雪崩的初始电子(种子电子)是由氮气亚稳态分子之间的碰撞电离产生的。但也有人基于二维流体模型,对放电过程进行模拟计算,结果表明:均匀放电的出现是由于光电离导致单个电子雪崩径向扩展形成的。又例如,对于氮气均匀放电中亚稳态分子的作用,有的观点认为是亚稳态分子之间的碰撞电离产生种子电子。而有的研究表明:在大气压下,亚稳态分子的有效寿命较短,前一次放电产生的亚稳态分子难以在下次放电之前起作用。因此,种子电子是由于亚稳态分子在阴极表面上的二次电子发射,特别是它们在阻挡介质表面引起的电子去吸附形成的。

在对均匀放电过程的数值模拟上的研究也存在一些问题,例如,许多数值模拟仅是一维模拟,无法模拟放电的演化过程。又例如,绝大多数数值模拟中没有考虑热不稳定性,但研究表明:放电气体加热膨胀使其密度 N 下降,而电子碰撞电离系数 α 将随 E/N 的增大而急剧增大,导致电离增强及流注形成。因此,热不稳定性是导致放电由均匀向丝状过渡的重要原因。再例如,大多数数值模拟都是针对单种气体(如氦气或氮气),而更有意义的却是混合气体,因为很多大气压均匀放电都是采用氦气(或其他惰性气体)作为稀释气体才得到的。最后,很多数值模拟没有考虑外电路对放电的影响,将电源看成理想电压源,但实验研究表明电源和负载的阻抗匹配是很重要的。

3.8.2 实现大气压均匀放电的可能途径

早在 1933 年 Von Engel 等人就已报道了用裸露电极在空气或氢气中产生大气压下的直流和射频辉光放电。然而这种放电并不稳定,容易发生向电弧的转变,需要冷却阴极,

而且开始放电时气压必须首先由真空逐渐升压至大气压。近年来的研究表明,利用介质阻挡的电极结构,可以在氦气、氖气等惰性气体中实现与低气压辉光放电特征相同的均匀放电,在一定的实验条件下,在氦气中也可实现均匀放电,但这种均匀放电就存在明显不同于辉光放电的特点:①没有阴极辉光区;②没有阴极位降区,由于空间电荷密度较低,空间电场分布没有明显畸变,几乎还保持放电前的均匀分布;③没有等离子体正柱区,即空间电荷主要是正电荷。另外,与大气压氦气辉光放电相比,氦气均匀放电的电流脉冲幅值小得多而脉宽大得多。显然,这种氦气均匀放电的特征属于汤生放电而不是辉光放电。

人们通常采用介质阻挡的形式来研究大气压均匀放电。研究发现,利用这种放电方式,除了辉光放电和丝状放电之外,还存在介于前两者之间的第三种放电模式——柱状放电。该放电由多个几何排列很规则的放电柱构成,柱半径随间隙距离(或电场)的增大而增大,最终融合成覆盖整个电极的辉光放电。无论间隙中是柱状放电还是辉光放电,放电电流脉冲的形状没有区别(均为一个脉宽 $5\mu\text{s}$ 左右的脉冲)。

1993年Okazaki小组利用金属丝网(丝直径 0.035mm ,325目)电极、PET阻挡介质、50Hz电源,在 1.5mm 的气体(氦气、氖气、氧气、空气)间隙中做了大量的实验,并宣称实现了大气压辉光放电,但这种放电是否与低气压下的辉光放电特征相同还需要进一步验证。

自1992年以来,Roth小组在 5cm 氦气间隙实现了大气压辉光放电,并声称在几个毫米的空气间隙中也实现了大气压辉光放电,主要的实验条件为湿度低于14%、气体流速 $15\sim 50\text{nl/min}$ 、频率为kHz量级的交变电源并且和负载阻抗匹配。实验证明,气流、湿度等因素对放电的均匀性确实有所改善,但在其描述的实验条件下得到的放电仍多为丝状放电。由于空气的击穿场强较高,一旦击穿很容易形成细丝状的流注放电。数值模拟结果显示,对于大气压下长度不小于 5mm 的空气间隙,如果不能设法降低放电场强将不可能获得严格意义上的大气压辉光放电。

3.8.3 大气压均匀放电的诊断技术

国际上对于大气压均匀放电等离子体特性诊断的研究仍处于初步阶段,在大气压均匀放电的特征判断方法上,还存在不够完善的地方:例如,大气压下介质阻挡放电常常是由大量的时空随机分布的放电细丝组成,这些细丝寿命为 10ns 数量级,直径约为 0.1mm 。如果在整个放电的时间和空间内这些放电细丝足够多并且无规则地分布着,仅凭肉眼观察或长曝光时间的放电图像,它非常可能貌似均匀放电。借助短曝光时间(约 10ns)的像增强型电荷耦合器件拍摄时间分辨的放电图像就可以将这种细丝放电与均匀放电区别开来。也有人提出判断大气压均匀放电的方法是半周期内是否只有1个电流脉冲及Lissajous图形是否为两条平行斜线。该方法也是不完善的,因为半周期内氦气大气压辉光放电电流也可能为多个脉冲,而氦气均匀汤森放电电流却只有一个宽脉冲。

另一方面,大气压等离子体的特殊性使得许多常规的诊断技术难以直接应用。以电子密度 n_e 测量为例,虽然大气压均匀放电的 n_e 数量级(通常在 $1\times 10^{10}\sim 1\times 10^{13}$ 电子数/ cm^3)和低气压辉光放电的 n_e 相近,但低气压测 n_e 时常用的静电探针在大气压环境中不能使用。其原因是:为了测得真实的 n_e ,应尽可能减少电子在探针周围等离子体鞘层中的碰撞,这意味着电子的平均自由程应大于鞘层的厚度,在大气压等离子体中不能满足此要求。微波干涉也是测量该数量

级 n_e 的方法,但其测量 n_e 的公式是基于主要由电子和离子组成的以库仑碰撞为主的等离子体,而大气压均匀放电等离子体中电离率很低,起主导作用的是带电粒子和众多中性粒子之间的碰撞。

Su和Lam以及Co-hen在1963年提出了一种单球形探针的连续介质模型,他们认为等离子体密度足够高,离子和电子在被探针收集以前都和中性粒子发生多次碰撞,对于负偏置的探针鞘的厚度已经可以和探针半径相比,只考虑弹性碰撞从而可以用简化的连续性方程,数值计算出单探针特性曲线;以Kando为首的小组沿用了Co-hen的理论,他们运用代数函数模拟Cohen给出的高压下单探针特性曲线,并考虑了二次电子发射对探针收集电流的影响,通过假定一组初始值来迭代探针伏安特性曲线的方法来得到接近大气压的辉光放电情况下等离子体电子温度、密度等参数。

Stark效应产生的谱线展宽与电子密度有关,而与温度关系极小,因此适于用来测定电子密度。自1973年Vidal等人给出 H_β 的Stark系列展宽数据后,利用Stark展宽计算电子密度的方法不断得到改进,有人提出了一种MMM(model microfield method)算法可以在不同的实验环境下快速地给出等离子体中的电子密度。由Torres等人提出一种方法,可以用Stark展宽同时诊断等离子体的电子温度、电子密度,不过这种方法得到的结果不是很精确。用Stark展宽测电子密度需要分辨率很高的发射光谱仪,通常要求分辨率达到 0.01nm 或更高,否则难以看出展宽来。

用Thomson散射诊断大气压放电等离子体参数不失为较精确的方法,但是由于实验设备过于昂贵,不能普遍地应用于一般的实验室诊断和工业上。

4 低温等离子体的诊断

低温等离子体诊断的参数方面,人们最感兴趣的是等离子体温度和密度。当然在高温高速的等离子体流动中,流速和电导率也是很重要的参数。

等离子体诊断常用的方法主要有四种:光谱法、探针法、动态热偶法、微波和激光法。光谱法在研究低温等离子体时相当重要,原子谱线法测量等离子体温度以及谱线反转法测量电子激发温度是常见的两种,至于测量转动温度,振动温度或振动—转动温度都得用分子谱线法。

接触式诊断多数用于测量等离子体性质,常用的探针有静电探针和磁探针。动态热偶虽然不属于通常意义上的探针,但也是接触式诊断方法,特别适用于测量燃气的温度。

微波诊断等离子体主要有两种方法:采用共振腔和采用转换线。前者的原理是基于等离子体介电常数与真空有差别,这个差别与等离子体参数(主要是电子密度)有关。后者的原理是基于微波在等离子体中传播时引起了两个变化,即由于折射指数不同引起相位漂移,由于不同的碰撞使能量损失大小也不同。这两个变化均与等离子体参数本身有关。

采用激光来诊断等离子体时,激光管送出一很强的单色相干光脉冲,这种激光束入射到稠密等离子体(约 1×10^7 带电粒子/ cm^3)上,一定量的光被衍射,这个衍射光的单色性稍受多普勒效应影响,以致衍射谱线的宽度正比于温度的开方。一般用光倍增器测衍射光强度,用光谱仪测多普勒展宽。

除上述诊断方法外还有红外探测法、散射法、X射线激光偏折法、能量分析法、质谱法、全息干涉法、吸收光谱法和激光诱导荧光光谱法等。

4.1 光谱诊断法

在等离子体中存在着大量的激发态粒子,有些激发态粒子在退激发的过程中会发射光子,光子的能量与该粒子的种类以及所涉及的能级有关。通过探测这些光子的光谱,可以判断等离子体中存在的物质种类及其所处的状态。许多研究者利用光谱的方法研究了等离子体中的活性粒子种类及其浓度与工艺结果之间的关系。例如在对热丝等离子体增强化学气相沉积制备金刚石薄膜工艺进行实时光谱诊断的研究结果表明,CH⁺离子在金刚石薄膜的低温合成中对金刚石相的生长起重要作用。

光谱诊断的等离子体参数主要是密度和温度。由于是“非接触式诊断”,对等离子体没有干扰。此外,光谱诊断既适用于暂态又适用于稳态。

然而,应该是存在局部热力学平衡时才可采用光谱诊断。光谱诊断通常应用于诊断电子密度在 $1 \times 10^{14} \sim 1 \times 10^{18}$ 电子数/cm³范围的等离子体。在更高的电子密度(1×10^{26} 电子数/cm³)时,对可见光甚至紫外线,等离子体变成不透明的光学厚体,使得这一类光学诊断方法不能诊断等离子体内部深层区域。

光谱诊断中应用几个重要的效应,即塞曼(Zeeman)效应、斯塔克(Stark)效应和多普勒(Doppler)效应。塞曼效应指磁场影响下引起谱线的修正。斯塔克效应指有电场存在的谱线的劈裂。另一重要的现象是多普勒效应,它是沿视线的粒子速度分量对谱线波长影响的修正。如果光源和观察者之间距离减小,则波长缩短,而光源离开观察者后退时,波长显著增加。如果整个等离子体接近或后退时,一般即有谱线偏移,测出这个偏移量则可求得粒子无规运动速度。虽然多普勒展宽在高温等离子体研究中很重要,但是在低温等离子体领域中低压时,由于其他效应减弱,也会使多普勒效应显著起来。

速度调制光谱(velocity modulation spectroscopy)技术是一种利用光谱研究等离子体中离子的各种参数的技术。其基本原理如下:由一交变电源激发等离子体,将一束波长与所研究离子的吸收光谱相对应的激光束穿过等离子体区,外加交变电场的方向与激光束的传播方向一致,由于离子在交变电场中受到电场力的作用做往返加速运动而产生周期性的速度漂移,其吸收谱线通过多普勒效应产生和外加交变电场一致的频率调制,采用锁相放大器进行解调、放大,即可记录分子离子的光谱信号。由于中性分子不受到电场力的作用,所以这种技术可以避免中性分子光谱的干扰来获得单纯的离子光谱。它的主要特点是有选择性地测量分子离子光谱,是一种高分辨率、高灵敏度的分子离子光谱技术,在获得各种与离子有关的等离子体参数(如各种碰撞截面)方面有着十分重要的实际意义。

4.2 探针诊断法

在等离子体中插入一金属探针,通过在探针上加一扫描电压,测量探针的伏安曲线,分析该曲线可以获得等离子体有关电子温度、等离子体密度、等离子体电位、电子能量分布等信息。根据不同的工作环境和目的,探针也有许多不同的种类,如单探针、双探针、发射探针等等。

朗缪尔于1923年首先创立探针理论,但他的理论只适用于离子、电子具有麦克斯韦分布的稀薄静止的等离子体,而且探针比带电粒子与中性粒子碰撞的平均自由程小得多。用于稠密等离子体的探针理论仍是积极研究的课题。

除了静电探针以外还有磁探针,磁探针一般用来测脉冲放电、暂态过程和高频等离子炬中的等离子体参数。

4.3 动态热偶法

动态热偶法适用于测量4000℃以下的高温气流的温度。它不同于常规热电偶的热平衡测温原理,而是在热电偶远未达热平衡时即把热偶探头从高温气流中抽回,热偶在高温气流中受热升温根据热偶温度上升的规律(用动态仪器记录升温曲线)可推算高温气流的真实温度。

4.3.1 单点温度测量

如果把一个裸露的热偶探头迅速地送到被测高温气流的指定地点,由于气流向探头的传热,而探头有一定的热惯性,热偶温度随时间逐渐升高。为了防止热偶过热烧毁,在热偶温度还未达到其熔点前,就把探头迅速地移出高温气流,或将热偶探头固定在气流中,平时吹气冷却,测量时短时间切断冷却气,同时把升温曲线记录下来。根据所得的升温曲线,可以用一定的推算方法推算出气流的真实温度。

4.3.2 气流温度分布测量

用弹射方式的动态热偶原则上可以测定高温气流的温度分布,只要将热偶分别弹射到不同地点,就能测出温度分布,但其测量速度较慢,这就要求工况非常稳定,但在实际工程上往往要求在很短时间(例如2~3s)测出温度分布,且工况也不可能长期保持稳定,这样,弹射方式的动态热偶测量就遇到了困难。为了解决这一问题,可以采用双热偶扫描方式的动态热偶,它可以在很短时间内测出气流的温度分布。

4.4 微波和激光诊断法

4.4.1 微波诊断法

测量等离子体密度的一种重要的方法是微波干涉法。微波干涉仪由发射器、接收器和两个通道组成,一个通道经过等离子体,另一个通道经过可调衰减器和可调相位器。测量原理如下:电磁波在等离子体中传播有截止现象,入射微波束后,调整微波的频率使其达到刚开始出现截止的临界状态,这时可通过等离子体中电磁波传播的色散关系算出等离子体密度。

微波诊断法同光谱法一样,具有不干扰等离子体的特点。

4.4.2 激光诊断法

电子密度在($1 \times 10^{13} \sim 1 \times 10^{15}$)电子数/cm³、电子温度在 $10^3 \sim 10^5$ K范围内采用等离子体常规诊断技术不合适,通常需要采用三种激光诊断法:激光反馈干涉法,激光外差干涉法和激光散射法。这些方法的原理都基于物质和光相互作用时产生的不同效应,即光通过等离子体传播时产生相移、共振吸收、受激发射和粒子对光的散射。

激光反馈干涉仪常用来测等离子体电子密度,常见的有三镜式激光干涉仪系统。其工作原理为:等离子体电子密度变化时,折射指数 μ_p 也变化,激光通过等离子体传播和通过真空传播相比较会产生一个相移 $\Delta\phi$, $\Delta\phi$ 与 μ_p 的关系为

$$\Delta\phi = 2\pi \frac{L_p}{\lambda_L} (\mu_p - 1) \quad (9.2-26)$$

式中: L_p 为等离子体中传播的激光光程; λ_L 为激光波长。

相移 $\Delta\phi$ 是用示波器测量的干涉条纹间的间隔。三镜式干涉仪的灵敏度不高,原因是难于测量小于一个干涉条纹的变化。

激光外差干涉仪同样用来测量等离子体电子密度,但其灵敏度大为提高。测量原理如下:等离子体电子密度变化引起折射率变化,实际上仪器只是测量与折射率有关的激光频率变化值。如果将等离子体置于激光谐振腔内,等离子体折射率的变化 Δn_p 将引起原频率 f_0 变化 Δf 值,则有

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\Delta n_p}{n_p} \quad (9.2-27)$$

Δf 的测量采用干涉仪中常用的频率转换法。这种干涉仪的灵敏度接近微波干涉仪,而可测量的电子密度 $n_e \approx \frac{10^{12}}{L_p}$ 电子数/cm³。测量中主要困难是怎样保持激光频率的稳定,也正是这个原因,进一步提高灵敏度有困难。

激光散射法应用等离子体粒子对激光散射的效应,要测量被等离子体散射到某确定方向的辐射量。同时确定散射信息的谱线剖面。这个信息剖面是入射辐射、散射角和等离子体参数的函数,可用 α_L 参数来描写

$$\alpha_L = \frac{\lambda_L}{\lambda_D \sin \frac{\theta}{2}} \quad (9.2-28)$$

式中: λ_L 为激光波长; λ_D 为德拜长度; θ 为散射角。

随着激光技术迅速发展,用激光散射法可诊断的等离子体参数范围不断扩大。在许多等离子体装置具体条件限制下,无法采用常规的诊断技术而必须采用散射法。此方法的主要优点是不干扰等离子体参数,同时可以测量等离子体某一点的参数。

5 低温等离子体的应用

低温等离子体技术的应用十分广泛,如磁流体发电、等离子体切割、等离子体光源和等离子体显示等。在工业应用上等离子体具有两个主要特征:同化学的和其他的方法相比,等离子体具有更高的温度和能量密度;等离子体能够产生活性成分,从而引发在常规化学反应中不能或难以实现的物理变化和化学反应,活性成分包括紫外和可见光子、电子、离子、自由基,高反应性的中性成分,受激原子态,活性分子碎片等。

同其他方法相比,低温等离子体的加工方法还具有高效、经济、对环境污染少的优点。

5.1 低温等离子体热过程应用

5.1.1 等离子喷焊

等离子喷焊是一种在等离子焊接基础上发展起来的新工艺,基本上属于熔化焊接,只是需要另外送入合金粉末,使其在电弧等离子体中熔化后与母材基体进行冶金结合。这种工艺具有如下特点:①等离子体弧温度高(约 8000~30 000℃),弧柱细、能量集中,对工件传热效率高,热流比手工电弧焊的热流大几倍;②等离子体弧是一种压缩弧,稳定性较好,易于保证稳定的焊接质量;③等离子体弧便于控制,参数可调范围大,有利于实现自动化。

5.1.2 等离子切割

电弧等离子体能量集中,压缩后又稳定,所以可切割高熔点金属和非金属材料,切割厚度大,切口细而平整,切割速度高。

5.1.3 等离子重熔

工业上已有不少等离子炉在运行,它们的特点是温度高,能使难熔的合金重熔,使钢液中难熔的杂质(如 N₂、S、P、Mn、Mg 以及各种氧化物或硫化物)蒸发掉,达到精炼的目的。

5.1.4 等离子提纯

对难熔的金属和非金属提纯,排除其杂质,并在提纯过程中不引入新的污染杂质,这要采用高频等离子体技术。由于它是无电极放电,没有电极与等离子体接触,因此不会引起因电极消耗带入杂质。工业上已用高频等离子炬熔融高纯石英,并拉制光导纤维;熔融晶体以获得蓝宝石、氧化锆、钕晶体等。

5.1.5 等离子喷涂

等离子喷涂是一项发展较成熟的技术,利用电弧等离子体的高温 and 强喷射力的特点,把能起保护作用的金属(如 W、Ni 和 Al)或非金属(如 Al₂O₃、ZrO₂、TiC、CrC、Wc + Co 等)喷涂在工件的表面,以提高工件的耐磨、耐腐蚀、耐高温氧化、抗震等性能。特别在火箭和航空发动机的关键部位,喷涂耐热层可节省材料成本,可以修理喷涂保护层,以提高使用寿命。对大型铁桥等金属建筑构件进行保护性喷涂,可使建筑构件寿命大为提高。

5.2 低温等离子体化学过程应用

5.2.1 化学冶金

在连续高温等离子体流动中进行化学反应,或进行化合物的合成、分解、氧化、还原、氮化、碳化等,特别在无机材料科学中应用时,等离子体技术有一系列其他技术无法取代的特点:

(1) 等离子弧提供了一个能量集中,温度极高的合成反应环境和晶粒细化反应环境。

(2) 用改变等离子气成分的办法,可以为合成反应和晶粒细化反应提供一个最佳的反应气氛(氧化气氛、还原气氛、惰性气氛)。

(3) 等离子体中存在正离子和负离子,它们可能直接参加合成反应和晶粒细化反应,或者作为反应的中间介质。

(4) 等离子弧提供了一个强烈的辐射光源,在合成反应及晶粒细化反应中,可能引起某些有利的光化学效应。

这些特点使等离子体技术在无机材料科学领域中有极广阔的应用前景。电弧等离子炬和高频感应等离子炬已大量用于化学工艺流程中。

合成无机材料主要通过裂解、还原、氧化、氮化、碳化等反应以及熔化、蒸发等纯物理过程来进行,这些反应及过程在等离子体中都可以进行,而且等离子体的极高温度给这些反应及过程带来极大的优越条件。为了使高温条件下裂解、还原、氧化、氮化、碳化等的反应物不再分解与转化,主要采用骤冷技术,使温度突然下降,化学反应突然停止,从而使产物迅速固定下来。

在晶粒细化的过程中同样如此,在几千摄氏度到几万摄氏度的等离子体中,各种产物均为气态,如果骤冷,则使气态分子变成固态分子,从而制成各种氧化物、氮化物、碳化物、单质金属和非金属的超细粉末,粒度可达 0.01μm,甚至 0.001μm。世界上各主要工业国家已通过等离子体高温与骤冷相结合的技术制成多种产物及其超细粉,并用此超细粉强化无机材料和改善无机材料的脆性。

5.2.2 半导体工业

等离子体中电场与气体分子相互作用产生多种活性组分:电子、离子、中性原子以及处于激发态的分子,因此等离子体中发生的反应比常规条件下发生的反应复杂得多。等离子体技术已大量应用于微电子工业以取代常规的化学工艺已迅速展开。

等离子体技术在半导体工业中主要应用于去除光阻层

(Plasma-Ashing, 等离子体清洗)、硅化合物的刻蚀 (Plasma-Etching, 等离子体刻蚀), 以及无机 (或有机) 膜的沉积 (Glow-Discharge Deposition, 常称辉光放电沉积), 其中:

(1) 等离子体清洗。光阻层主要是饱和的碳氢聚合物, 如果用一般常规的化学方法处理, 在低于 600°C 时, 它不与分子氧发生反应, 但是辉光放电时产生原子氧, 只要 40°C 时它就能与原子氧迅速反应, 等离子体条件下聚合物发生一系列氧化反应, 这些链式反应的最终产物是 CO_2 和 H_2O 。等离子体清洗机主要由真空室和射频电源组成。这种清洗工艺便于实现自动化, 生产效率高, 成本较低。

(2) 等离子体刻蚀。在等离子体条件下, 氟与难熔金属氧化物反应以产生易挥发的金属氟化物。这种反应应用于刻蚀工艺。等离子体中氟组元也可与氮化硅或硅发生反应。等离子体刻蚀具有很多优点: 刻蚀反应器易于商品化, 生产率较高, 如同时刻蚀 $50\sim 60$ 片 SiO_2 基片, 速率可达 $300\text{Å}/\text{min}$; 又易于自动化, 每一炉仅花费 5min ; 常规刻蚀溶液价格较贵, 应用时有危险, 而等离子体刻蚀剂较洁净, 使用安全; 刻蚀机装备简单。

5.2.3 材料表面处理

低温等离子体中存在着大量的、种类繁多的活性粒子, 它们比通常的化学反应器所产生的活性粒子种类更多、活性更强、更易于和所接触的材料表面发生反应, 因此被用来对材料表面进行处理。和传统的方法相比, 等离子体表面处理具有显著的优点如更有效、成本低、无废弃物、无污染, 有时可以得到传统的化学方法无法得到的处理效果。

金属表面氮化可大大提高金属材料表面的硬度和抗磨性, 延长使用寿命。等离子体源离子注入技术是一种新兴的材料处理手段, 它以能非线性注入复杂表面材料且操作简单经济实惠而得到广泛认可, 但对于复杂表面凹处的阴影问题, 特别为长管例如枪炮管、气缸、传输管道等内部等离子体不易扩散进入的工件内表面处理仍有许多问题不能解决。发展起来的栅极增强等离子体源离子注入技术可直接在管子内部产生等离子体, 不仅成功地解决了长管内部等离子体分布不均问题, 而且引入金属电极产生金属等离子体, 实现内表面金属离子注入和沉积。

脉冲高能量密度等离子体薄膜沉积技术是近年发展起来的较新的等离子体材料表面改性技术。与物理气相沉积、化学气相沉积及等离子体源离子注入等常规工艺相比, 其优势主要体现在: 集高速淬火、溅射制膜和离子注入于同一过程, 沉积可在室温条件下进行, 基材基本无形变; 沉积速率高, 产生的新相不受平衡相图的限制; 由于具有离子注入效应, 薄膜与基材之间具有较高的结合强度。

螺旋波等离子体技术为近年逐渐发展起来的半导体材料加工技术。因其能在较低的气压条件下 ($0.1\sim 10\text{Pa}$) 产生高密度等离子体, 已被应用于高质量 ZnO 、 SiN 光学薄膜的沉积。由于高密度、高能量电子和反应气体的碰撞能够有效地激发反应气体, 这将有利于较稳定的 N_2 解离, 为 SiN 的合成提供含 N 反应前驱物, 能够得到含氢较少且品质更好的薄膜, 如透光率增加、膜致密性好等。

5.2.4 灭菌消毒

随着高科技的发展, 利用生物、光学、橡塑、光纤和晶体等材料研制的先进医疗诊断器械和物品不断出现。对这些材料, 既不能用高温高压消毒处理, 也不能简单地使用放射源、紫外或其他化学方法灭菌。低温等离子体灭菌技术克服了上述方法的不足, 它的特点主要有:

(1) 等离子体放电室温度可以任意调节, 因此可对不适于高温高压的材料或物品进行灭菌处理。

(2) 通过气体循环系统可将杀死的微生物或残余物带走。

(3) 灭菌时间短且无毒性。

(4) 不仅可以调节粒子能量, 还可以调节等离子体密度和粒子成分。

常用的等离子体灭菌方法有直流放电和高频放电两类, 由于在相同条件下高频放电具有电离率比直流放电高、工作电压低、不容易产生电极溅射而污染被处理物品的优点, 成为等离子体灭菌消毒技术的主要放电方式。

低温等离子体灭菌的基本原理是: 在高频电场的作用下使工作空间的物质 (含氧的) 电离, 形成等离子体、羟自由基以及紫外线, 对细菌或病毒产生强烈的相互作用, 特别是羟自由基可以同几乎所有能形成有生命细胞的分子起反应。被处理物品表面上细菌或病毒在高频电磁场、高能量粒子、自由基及紫外线的作用、轰击和辐照下, 其细胞膜上的电荷分布被彻底破坏, 造成细菌病毒迅速死亡, 由于工作空间的温度可维持在所需的较低温度, 可实现高效灭菌的目的。

低温等离子体消毒灭菌技术除可用于医疗器械的消毒灭菌外, 还可用于卫生材料、纸张、食品和餐具等的消毒处理。

5.3 低温等离子体在军事上的应用

5.3.1 等离子体隐身

等离子体隐身技术是通过在飞行器表面形成等离子体, 利用等离子体对雷达波的吸收、损耗作用来达到减少飞行器雷达反射界面的目的。飞行器实现等离子体隐身的基本原理是: 利用等离子体发生器、发生片或放射性同位素在飞行器表面形成一层等离子云, 控制等离子体的能量、电离度、振荡频率等特征参数, 使照射到等离子体云上的雷达波一部分被吸收, 一部分改变传播方向, 因而返回到雷达接收机的能量很小, 使雷达难以探测, 达到隐身目的; 还能通过改变反射信号的频率, 使敌雷达测出错误的飞机位置和速度数据以实现隐身。

隐身军用飞机使用的隐身技术很大程度上是牺牲了飞行器本身的气动特性, 而等离子体隐身的优点在于吸波频带宽、吸收率高、隐身效果好、使用简便、使用时间长、价格便宜、维护费用低, 且无须改变飞机的外形设计、不影响飞行器的飞行性能。

近年来, 等离子体隐身技术在俄罗斯取得了突破性的进展。隐身实验表明, 应用最新的等离子体隐身技术可使米格 144 的雷达截面在 $4\sim 14\text{GHz}$ 频率范围内, 雷达获取回波的信号强度减小到原来的 1% 。

5.3.2 等离子体天线

等离子体隐身天线的机理是: 将等离子体放电管作为天线元件, 当放电管导电时就成为导体, 能发射和接收无线电信号; 当断电时便成为绝缘体, 基本不反射信号。澳大利亚国立大学已研制出一种可以在零点几秒内变得使雷达无法探测的新型等离子体天线, 以代替标准金属天线。这种天线外观上像个大型的荧光灯管, 其中密闭有惰性气体。管状外壳由抗冲击性的玻璃等介质制造, 其基部带有一个金属电极。这种天线的工作原理是: 借助天线底部的单金属电极, 无线电波被馈入装有惰性气体的防震绝缘管中, 并向天线顶部运动。电磁波在传播过程中使气体分子电离, 形成受激等离子

体。自由电子在管内流动,使得等离子体的行为像金属。天线在发射模式时,电子受迫振荡,产生载有无线电信号的电磁波;接收模式时,引入的天线使电磁波以同样方式引发电子振荡。这种天线最显著的特性是,一旦等离子体天线底部的电极关闭,天线管中的气体立即变为中性,雷达视天线如空气一样不可见。

5.3.3 等离子体反导技术

等离子体反导的主要原理为改变飞行物的飞行条件,即利用彼此交叉的大功率电磁波束改变导弹的飞行环境,使飞行中的导弹偏离方向而失去战斗作用。

所谓等离子体武器,就是利用安装在地面的发生器和天线发出超高频电磁能束和激光束在大气中聚焦,焦点处空气便会发生高强度的电离反应,形成等离子体云团,其密度和电离度比大气电离层高出1万~10万倍。飞行物体一旦撞入等离子云团中,其飞行环境遭到破坏,从而偏离正常飞行轨道。由于飞行状态发生了剧烈的变化,飞行物体将承受巨大的惯性力,最终遭到破坏而坠毁。整个拦截过程仅需1/10s时间。

俄罗斯已研制成功试验型等离子体武器,其由超高频电

磁波发生器、定向天线、电源及控制系统组成,采用集装箱式模块结构。实用化等离子体武器将由上述的各系统模块组成,各模块都能振荡输出以光速传播的超大功率(几十亿瓦)微波束。探测目标的雷达系统与产生等离子体云团的电磁波发射系统合二为一,集搜索、发现和打击目标于一身。

5.3.4 等离子体火箭技术

变比推力等离子体火箭发动机包括三个相连的磁元件——前面的元件将推进气体电离,形成等离子体;中间的元件起倍增器作用,进一步加热等离子体;后面的元件是磁喷嘴,将富含能量的等离子体变成向一定方向喷出的高速流体,从而推动火箭高速飞行。不带电的气体(一般是氢气)被通入前部的磁元件并被电离,所得到的等离子体在中央磁元件中用离子器旋加速器共振加热,电磁激发,在此过程中无线电波将能量传递给等离子体,以类似于微波炉工作的方式加热它。在加热之后,等离子体在后部的磁元件中受磁场作用喷出已调节的推力,同时磁室的磁喷管将等离子体的能量变为速度矢量。该技术的关键是调节等离子体喷出以保持最佳推动效率的能力。

第3章 微机电系统

1 概述

1.1 微机电系统的定义和主要特点

微机电系统(Micro-Electro-Mechanical System, MEMS)是指可以批量制造的集微结构、微传感器、微执行器以及信号处理和控制电路于一体的器件或系统。它在欧洲被称为微系统技术(Microsystem Technology, MST),而在日本被称为微机械(micromachine)技术。无论怎样称呼它,关键的问题是微机电系统的特征是什么?微机电系统常用的材料有哪些?如何制备微机电系统?微机电系统有哪些应用?

微机电系统中微结构的尺寸 L 特征有三个区域:表面微结构尺寸 $1\mu\text{m}<L<300\mu\text{m}$,体硅微结构尺寸 $300\mu\text{m}<L<3\text{mm}$,近年发展的纳微电子机械系(Nanoelectromechanical System, NEMS)微结构的尺寸 $10\text{nm}<L<1\mu\text{m}$ 。但是,微机电系统的本质特征不是其几何尺寸的微小,而是将机械元件、微传感器、微执行器和电子器件集成在很小的硅基片上,具有信息获取、处理、显示、执行和控制功能的智能系统。集成电路可以比作系统的大脑,传感器比作眼睛,执行器比作手臂,微机电系统集“大脑”、“眼睛”和“手臂”于一体,可以感知和控制环境并增加系统的决策能力与执行能力。传感器可以通过测量机械、热、生物、化

学、光和电磁现象从环境中获取信息。电子器件处理信息、做出决策并指挥执行器产生一定的响应,通过运动、定位、调节、泵浦、滤波等,达到有目的地控制环境,并实现预期目的。可见,微机电系统由四个基本模块构成:传感器模块、执行器模块、信号处理模块和外部接口模块,如图9.3-1(a)所示。由多个独立元件或模块组成的特定装置为混合集成的微系统,也叫模块化微系统。将大量元件集成在同一硅片上称为片上微系统(System-On-Chip, SOC),其要求是:不同元件的加工工艺具有很好的兼容性。因此,微机电系统具有耗材少、体积小、重量轻、低功耗、惯性小、响应快、成本低、性能高、功能多、高度集成、灵活便利和批量制备等优点。微机电系统是“系统”,也具有重要的系统特征,例如封装、标定、稳定性和可靠性等。

另外,微机电系统还具有显著的多学科交叉特点和广泛的应用领域,如图9.3-1(b)所示。微机电系统涉及机械、微电子、电、光、磁、热、材料、工艺、计算机和控制等多门学科,具有很强的学科交叉特点。微机电系统的范畴已经拓展到许多不包含机械部分的小型器件,它不是简单尺寸上的微小和以“微”的方式工作,例如喷墨打印头、薄膜磁头、微流体器件、硅压力传感器。一些微机电系统包含大阵列微加工制备的元件,例如非制冷红外成像仪。这些都是微机电系统这一新学科发展变化的重要特点。

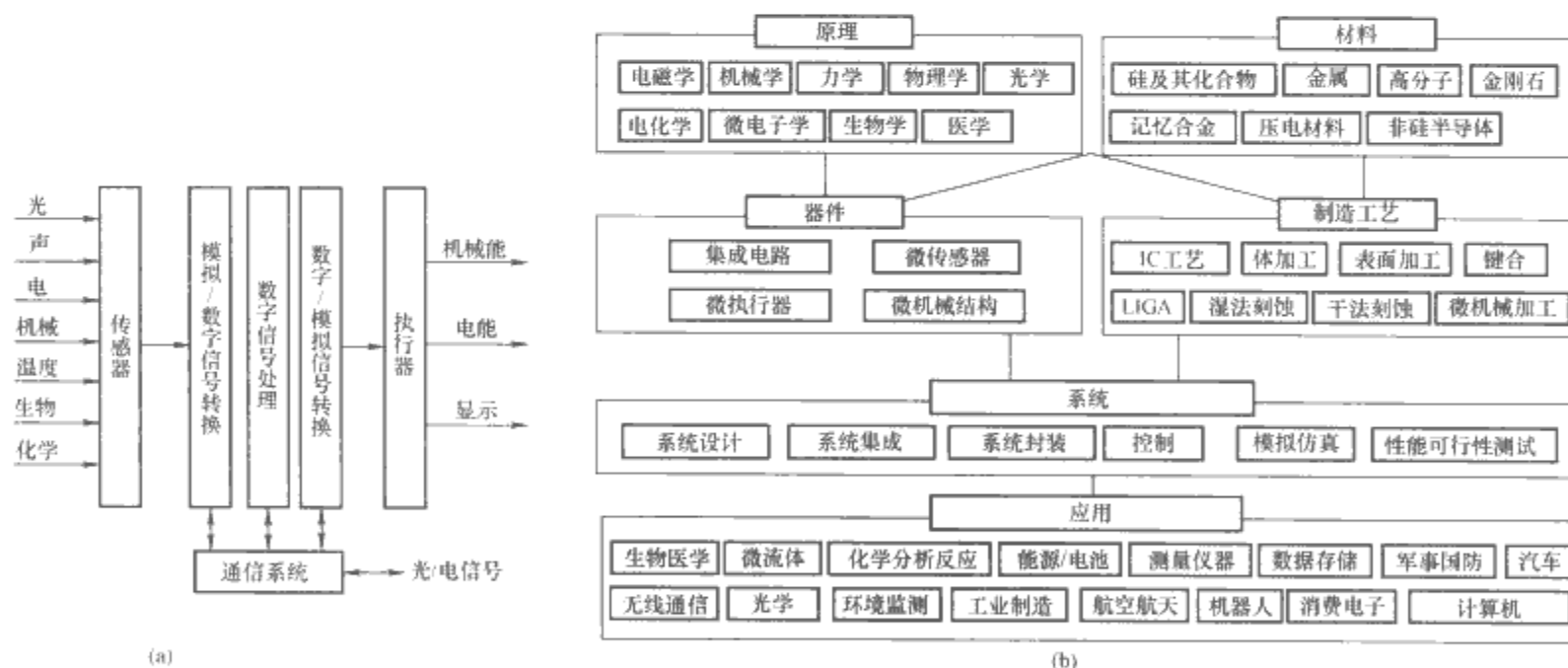


图 9.3-1 典型微机电系统组成和应用示意图
(a) 微机电系统的组成; (b) 微机电系统应用示意

1.2 微机电系统器件和系统

传感器和执行器是微机电系统中的两类主要器件。传感器(transducer/sensor)的定义是:能够感受规定的被测量并按一定的规律转换成可用信号输出的器件或装置。传感器通常由感应于被测量的敏感元件和产生可用信号输出的转换元件及相应的电子线路组成。这一定义与美国仪表协会的定义相似。传感器根据物理、化学、生物学的效应和规律设计

而成,因此,传感器有三种类型:物理型、化学型和生物型。常见的微传感器有压力、位移、加速度、角速度、流量、温度、磁场、湿度、气体成分、pH值、离子和分子浓度、生物酶等。

微执行器(actuator)是实现微机电系统控制信息指令的执行机构,是一种活动可控的微机械装置。常见的微执行器有微电机、微机器人、微镊、微夹、微钳、微继电器、微开关、微泵、微阀、微镜、相位调制器、滤波器、光开关、

光快门等。

已经商品化的微传感器有：

- (1) 检测压力、温度、热量、加速度、光强、声波的物理传感器。
- (2) 检测生物医学参量的生物医学微传感器。
- (3) 检测化学物质,如 CO、NO、H₂ 等气体的化学传感器。

已经商品化的微执行器有：

- (1) 显微手术及封装和组装用的微镊、微夹、微钳，检测和手术用的微机器人。
- (2) 功率驱动器的微电机、喷墨打印头，微继电器、微开关、微泵、微阀、微镜、相位调制器、滤波器、光开关、光快门、波导分离器、光纤准直机械等。

上述器件实现传感、执行和某特定功能时，已经与驱动电路和信号处理电路构成微系统。比较复杂的微系统有智能微机器人、微飞行器、微型卫星、微型惯性仪表（导航仪）、智能诊断和治疗微系统。

1.3 微机电系统的发展历史

微电子机械的早期设想始于 20 世纪 50 年代。1959 年，

Richard Feynman（1965 年诺贝尔物理学奖获得者）提出了微型机械的设想。1961 年，硅压力传感器问世。20 世纪 70 年代，深入研究和开发了表面微机械和各向异性刻蚀技术，证实了第一个加速度计和电容压力传感器的可行性。80 年代，微机电系统工艺和器件技术取得了更大的进展；1987 年，美国第一次命名微机电系统技术。1988 年，召开了第一次微机电系统会议，实现了批量制备压力传感器，成功研制了旋转静电驱动电机。90 年代，微机电系统在国际发展非常迅速，设计软件、加工技术和器件技术得到全面的发展。1994 年，体硅工艺、数字微镜和生物微机电系统快速发展，出现了加速度计产品。90 年代末期，测试和封装技术也得到很好的发展，微机电系统技术从美国发展到欧洲、日本、韩国和中国。近年来，市场上已经出现了许多微机电系统产品。

我国微机电系统技术始于 1989 年，已经有 70 多个单位在该领域开展了比较深入的研究，但是我国的微机电系统产业尚未形成。微机电系统的国内外发展概况见表 9.3-1。

表 9.3-1 微机电系统国内外发展概况

| 国家 | 起始时间 | 主要研究单位 | 主要研究内容 | 应用范围 |
|-----|---------------|--|---------------------|--|
| 美国 | 20 世纪 60 年代中期 | 斯坦福大学 (Stanford University) | 微制动器 | 微型惯性器及其组合微型惯性测量单元 (MIMU) 汽车工业 诊断和治疗系统 生物医学装置和显示设备 小型分析仪器 人员/运载器导航系统 纳米卫星 |
| | | 麻省理工学院 (Massachusetts Institute of Technology) | 微传感器微结构 | |
| | | 犹他大学 (Univ. of Utah)、IBM 公司 | 微传动元件 | |
| | | 加州弗里蒙特新传感器制造公司 | 微泵 | |
| | | 伯克利传感器与制动器中心 | 扫描隧道显微镜 | |
| | | 圣迪亚等大型国家实验室 | 原子力显微镜 | |
| 德国 | 20 世纪 90 年代初 | 慕尼黑夫琅霍费固体工艺研究所 | LIGA 微细加工工艺 | |
| | | 卡尔斯鲁厄核研究中心 | 微型泵 | |
| | | 微结构研究所 | 立体微型结构 | |
| | | 法兰克福的巴特勒研究所 | 微型机械元件 | |
| | | 达尔姆施塔特大学 | 悬臂执行机构 | |
| 日本 | 20 世纪 90 年代 | 东京大学 (Univ. of Tokyo) | 微制动器 | |
| | | 东北大学 (Tohoku Univ.) | 微传感器 | |
| | | 名古屋大学 (Nagoya Univ.) | 微器件、微型阀微泵 | |
| | | 日立公司 (HITACHI) | 微机电系统 | |
| | | 索尼公司 (SONY) | 微细加工技术 | |
| | | 松下公司 (PANASONIC) | 微装备技术操作系统 | |
| 俄罗斯 | 20 世纪 90 年代 | 俄罗斯应用力学研究所 | 精密微机械惯性传感器 硅加速度计 | |
| 中国 | 20 世纪 80 年代末 | 清华大学 | 微驱动器 | |
| | | 重庆大学 | 微传感器 | |
| | | 北京理工大学 | 传感器、微能量转换 | |
| | | 中国科学院长春光学精密机械与物理研究所 | 微装备技术 | |
| | | 上海微系统研究所、电子部 13 所 | 微型惯性系统、微型微星 | |
| | | 北京大学 | 微型卫星、微机电系统工艺 | |
| | | 中国科学院电子研究所 | 传感器、微系统 | |
| | | 哈尔滨工业大学 | 微机器人、传感器 | |
| | | 东南大学 | 微机电系统设计、传感器 | |
| 英国 | 20 世纪 70 年代 | 萨瑞卫星技术公司 | 微型卫星 | |
| 韩国 | 20 世纪 90 年代 | 三星技术公司 | 微机电系统 | |

1.4 电气工程与微机电系统

微机电系统的本质特征和多学科交叉特性使其对许多学科与工程领域具有重要的影响,尤其是电气工程。传统的电气工程定义为:用于创造产生电气与电子系统的有关学科的总和。随着科学技术的飞速发展,21 世纪的电气工程概念已经远远超出上述定义的范畴,电气工程几乎涵盖了所有与电子、光子有关的工程行为。国际上,现代电气工程学科和研究领域已经包含计算机科学与工程、通信与网络,信号处理,系统控制、电子学与集成电路、光子学与光学、电磁学、电力技术、微机电系统、材料与装置、生物工程等。

微机电系统是电气工程学科及其研究领域中的重要组成部分。电气工程涉及到信息的提取、传送、存储,信号处理(包括数字和模拟信号、音频和视频等信号处理),光学与光学系统,光通信,电气材料学与半导体学,电力电子及装置,电机,机动车辆,电力系统实时控制,电能转换,高电压工程,卫星通信,微波电子学,遥感,射电天文学,雷达天线,电磁波理论及应用,无线电与光系统,光学与量子电子学,超导电子学,微波磁学,电磁场与生物媒介的相互作用

用,微波与毫米波电路,微波数字电路设计。而这些学科和应用领域正是微机电系统所涉及的学科和应用领域。电气工程学科和技术的发展,促进了微机电系统的发展,而微传感器、微机电系统工艺制备的新型电力电子器件以及微机电系统在电气工程中的应用又极大地推动现代电气工程学科的发展和工程技术的进一步应用。例如,微机电系统的发展和应用有望降低传统电机的能耗,开辟电气工程涉及到的电气材料、电力电子器件、电磁场监测与应用、通信和网络、生物和能量转换等学科与技术发展的新篇章。

2 微机电系统材料

在硅、玻璃、陶瓷、聚合物、化合物半导体以及一些金属等材料上,均可以制备出微机械。但是,微机电系统还有另一个重要部分:微电子系统。集成电路制备需要的材料仍然是微机电系统的基本材料,如硅(Si)材料、薄膜氧化硅(SiO₂)、氮化硅(Si₃N₄)、碳化硅(SiC)以及金属铝(Al)、钛(Ti)、钨(W)和铜(Cu)等。下面分别介绍几种微机电系统微中结构制备需要的主要材料,其基本特性见表9.3-2和表 9.3-3。

表 9.3-2 常用微结构材料的力学特性

| 性能指标 材料 | 屈服强度 (GPa) | 洛氏硬度 (g·cm ²) | 弹性模量 (GPa) | 密度 (g/cm ³) | 热导率 [W/(cm·℃)] | 热胀系数 [(℃) ⁻¹] |
|-------------------------------------|---------------|------------------------------|----------------------|----------------------------|-------------------|------------------------------|
| Si(单晶) | 7.0 | 8.5×10 ⁷ | 1.9×10 ² | 2.3 | 1.57 | 2.33×10 ⁶ |
| 金刚石单晶 | 53 | 70×10 ⁷ | 4.35×10 ² | 3.5 | 20 | 1.0×10 ⁶ |
| Si ₃ N ₄ (单晶) | 14 | 34.86×10 ⁷ | 3.85×10 ² | 3.1 | 0.19 | 0.8×10 ⁶ |
| SiC(单晶) | 21 | 24.8×10 ⁷ | 7.0×10 ² | 3.2 | 3.5 | 3.3×10 ⁶ |
| TiC(单晶) | 20 | 24.7×10 ⁷ | 4.79×10 ² | 4.9 | 3.3 | 6.4×10 ⁶ |
| Al ₂ O ₃ (单晶) | 15.4 | 2.1×10 ⁷ | 5.3×10 ² | 4.0 | 0.5 | 5.4×10 ⁶ |
| 铁(单晶) | 12.6 | 4×10 ⁷ | 1.96×10 ² | 7.8 | 0.803 | 12×10 ⁶ |
| 钢 | 4.2 | 15×10 ⁷ | 2.1×10 ² | 7.9 | 0.79 | 12×10 ² |
| W | 4.0 | 4.85×10 ⁷ | 4.1×10 ² | 19.3 | 1.78 | 4.5×10 ⁶ |
| 不锈钢 | 2.1 | 6.6×10 ⁷ | 2.0×10 ² | 7.9 | 0.329 | 17.3×10 ⁶ |
| Al | 0.17 | 1.3×10 ⁷ | 0.70×10 ² | 2.7 | 2.36 | 25×10 ⁶ |

表 9.3-3 可沉积成薄膜(厚度为几微米)的金属的电阻率及其典型应用

| 金属 | 电阻率 (μΩ·cm) | 典型应用 |
|------------|----------------|--------------------------|
| Ag(银) | 1.58 | 电化学 |
| Al(铝) | 2.7 | 电互联 红外和可见光反射材料 |
| Au(金) | 2.4 | 高温电互联 红外区域光学反射 电化学 |
| Cr(铬) | 12.9 | 中间黏附层 |
| Cu(铜) | 1.7 | 低阻抗电互联 |
| ITO(氧化铟锡) | 300~3000 | 液晶显示透明导电层 |
| Ir(铱) | 5.1 | 电化学 电位型生物敏感微电极 |
| Ni(镍) | 6.8 | 磁传感 |
| NiCr(镍铬合金) | 200~500 | 激光微调薄膜电阻 |
| Pd(钯) | 10.8 | 电化学 焊锡润湿层 |

续表

| 金属 | 电阻率 (μΩ·cm) | 典型应用 |
|--|----------------|---------------------|
| 坡莫合金(Ni ₄ Fe ₉) | — | 磁传感 |
| Pt(铂) | 10.6 | 电化学 电位型生物敏感微电极 |
| SiCr(硅铬合金) | 2000 | 激光微调薄膜电阻 |
| SnO ₂ (二氧化锡) | 5000 | 化学阻抗型气体传感器 |
| TaN(氮化钽) | 300~500 | 负温度系数电阻 激光微调薄膜电阻 |
| Ti(钛) | 42 | 中间黏附层 |
| TiNi(钛镍合金) | 80 | 形状记忆合金 执行器 |
| TiW(钛钨合金) | 75~200 | 中间黏附层 近零温度系数电阻 |
| W(钨) | 5.5 | 高温电互联 |

2.1 硅材料

硅材料包括单晶硅、多晶硅和非晶硅。

(1)单晶硅。整个晶体内部的原子都是周期性有序排列,具有优良的物理特性、电学特性、机械特性和工艺特性,不仅适用于集成电路制备的衬底材料,也是集成机械、热、光探测、片上微系统的良好材料。单晶硅具有立方结构,不同晶面上原子的排列密度不同,导致硅晶体的各向异性,因此杂质的扩散速度、腐蚀速度也各不相同。单晶硅在晶面上的原子密度以 $(111)>(110)>(100)$ 的次序递减,因此扩散(腐蚀)速度以 $(111)<(110)<(100)$ 的方向递增。单晶硅基片是集成电路制备的成熟产品,圆形硅片产品的规格(直径)有100、150、200和300mm。双面抛光的硅片通常被用于微机械加工。

(2)多晶硅。晶体内各个局部的原子是周期性有序排列,不同局部之间的原子排列方向不同。它也是集成电路工业和微机电系统的重要材料,在多晶硅上可以制备薄膜平面器件、集成电互联、热电偶、P-N结二极管以及具有微机械结构的许多其他电器件,最受关注的是用于气囊安全的加速度计。多晶硅和非晶硅通常作为沉积 $5\mu\text{m}$ 的薄膜材料。多晶硅和非晶硅的机械特性依赖于沉积薄膜的条件。

2.2 二氧化硅、氮化硅

二氧化硅(SiO_2)具有很好的电和热绝缘性,被广泛地用于微机械制造。由于氢氟酸易与硅反应进行刻蚀,所以二氧化硅常用于表面机械工艺的牺牲层的制备。二氧化硅的制备取决于它们在器件中的应用,在高于 800°C 的条件下,可以制备导电层绝缘用的二氧化硅。高温沉积的二氧化硅膜的性质类似热氧化硅,它不能沉积在铝层上,无法作器件的最后钝化层。

氮化硅可以利用化学气相沉积,在集成电路制造中用作钝化膜、扩散掩模、绝缘介质膜。氮化硅一个重要的特性是对水、氧、钠、铝、钾、镓、铜都具有很强的扩散阻挡能力,因此它是一种较理想的钝化材料。氮化硅直接沉积在硅衬底上时,界面的陷阱与复合中心严重影响器件的特性与稳定性,故通常采用 $\text{Si}_3\text{N}_4/\text{SiO}_2/\text{Si}$ 双层钝化结构。 Si_3N_4 对 H_2O 与 O_2 的扩散阻挡能力使它的抗氧化能力比硅大100倍左右,可以作为局部氧化掩模,获得近似平面的器件结构。氮化硅也可用于生物环境中防止钾钠离子扩散的阻挡层。它的杨氏模量比硅高,内部应力可以通过特有的工艺控制。在碱性刻蚀溶液中, Si_3N_4 是有效的掩模材料。但是,化学气相沉积制备的氮化硅膜具有较大的应力,约 $1\times 10^9\text{Pa}$,薄膜厚度超过200nm时有可能断裂。

2.3 其他材料

金属薄膜材料的选择取决于不同的应用。通过溅射、蒸发或化学气相沉积制备薄膜,金和镍可以作为电极材料。铝易于沉积,常用在 300°C 以下环境中作为普通的电互联材料,也是反射可见光的膜层材料。在高温和苛刻的条件下,金、钛和钨是最佳选择。

聚合物材料通常指聚酰亚胺胶黏剂或光刻胶,它可以旋涂在几个纳米到几百个微米的范围内。特殊的聚合物,如SU-8胶可以旋涂 $100\mu\text{m}$ 厚。光刻胶在紫外光照射下固化形成坚固的结构。由于它不能承受 200°C 以上的高温,溶剂蒸发导致胶严重收缩,旋涂无机聚合物通常限制了它们的应用。但是聚合物有很好的吸收特性,可以用于化学气体传感器和湿度传感器。

石英、玻璃、碳化硅和金刚石也是微机电系统的材料。特殊应用中需要透光和电绝缘的衬底,在石英和玻璃上制备

微结构的工艺已经成熟,但是,氢氟酸刻蚀这样的衬底会导致边缘的粗糙度增加。碳化硅和金刚石在强度和抵抗恶劣环境方面具有明显的优势,适合做微电机、微齿轮和接触探头等活动接触部件的材料。在碳化硅和金刚石上制备微结构的工艺有一部分得到很好的证实,但是它们在微机电系统中的应用仍在探索中。

3 微机电系统结构的制备工艺

微机电系统结构制备主要分硅基加工工艺和非硅基加工工艺。制备表面微结构的硅加工工艺与微电子集成电路制造工艺相似,如图9.3-2所示。在硅片上沉积薄膜材料,通过光刻和刻蚀将掩模上的图像转移到硅片上,实现微机电系统表面微结构制备。但是,也有一些微机电系统结构的制备不同于集成电路工艺,例如制备高深宽比微结构的LIGA[Lithography(光刻)、Galvanofomung(电铸)、Abformung(塑铸),LIGA]加工技术。制备技术和工艺的选择取决于对拟加工微结构的要求。下面介绍几种主要的微机电系统制备工艺。

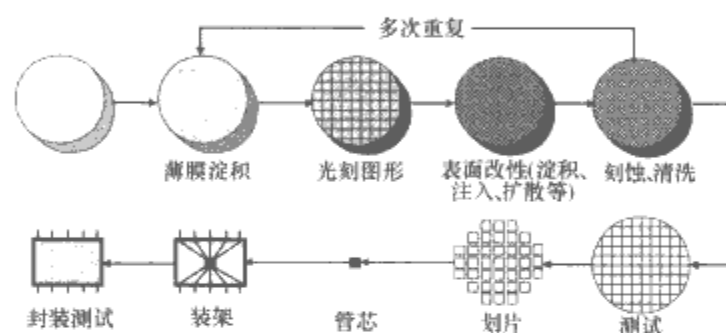


图 9.3-2 集成电路制造的基本流程

3.1 微机电系统微结构的膜层工艺

微机电系统制备的基本工艺是在衬底上沉积相应材料的薄膜。薄膜厚度一般在几个纳米到 $100\mu\text{m}$ 之间,薄膜可以被局部刻蚀。微机电系统沉积技术可分为两类:化学沉积和物理沉积。

化学沉积工艺主要有化学气相沉积(CVD)、外延、热氧化工艺。这些工艺通过气体或液体在一定条件下的化学反应,在衬底上制备固体薄膜,通常伴有其他气体、液体或固体的副产品。物理沉积主要是物理气相沉积(PVD)、溅射、蒸发、电镀。所有这些工艺都是沉积材料通过物理运动沉积到衬底上,没有化学反应。

(1)化学气相沉积。微机电系统中有两种重要的化学气相沉积技术:低压化学气相沉积(LPCVD)和等离子体增强化学气相沉积(PECVD)。LPCVD工艺可以同时25个硅片上,双面制备性能良好的均匀厚膜。但是沉积温度较高(大于 600°C)、沉积速率较低。而PECVD工艺可以低温(300°C)制备薄膜,且每次可以在1~4个硅片上单面制备薄膜。但是膜层的质量低于LPCVD。化学气相沉积工艺可以制备覆盖率良好,不同材料的薄膜,例如制备晶硅膜、氧化硅膜、氮化硅膜,其薄膜质量随不同的制备材料和具体工艺而变化。

(2)外延。外延是在硅衬底上沉积硅薄膜的基本方法,如果衬底是其他半导体晶体,该工艺也同样可以制备与衬底材料相同、晶相取向相同的半导体晶体薄膜,例如砷化镓衬底上沉积砷化镓薄膜。如果衬底是非(多)晶材料,外延制备的薄膜也是非(多)晶薄膜。例如在非(多)晶硅上可以外延制备非(多)晶二氧化硅薄膜。通常采用这种薄膜制备

技术在绝缘衬底上制备硅。气相外延是外延技术之一，进入热反应室内的几种气体沉积到被加热的衬底上，被加热的衬底温度至少要达到拟沉积薄膜材料熔点的 50%。外延制备工艺的优点是：外延薄膜具有较高的生长速率，可以实现大于 $100\mu\text{m}$ 的厚膜。通过将一部分衬底高温加热可实现选择性薄膜沉积。外延技术制备 CMOS 电路具有在硅片上高效形成 PN 结、易于控制电化学刻蚀的特点。

(3) 热氧化。硅片在氧化环境中加热到 $850\sim 1150^{\circ}\text{C}$ ，其表面将生长出一层二氧化硅，这种成膜技术叫热氧化。干氧化中的氧化剂是氧气，蒸汽氧化中的氧化剂是水蒸气，湿氧化中的氧化剂是水蒸气和氧气的混合物。由于氧化硅分子和衬底硅原子相比占有较大的体积，存在热氧化硅膜和衬底硅之间的热膨胀系数的失配。因此，此法制备的氧化硅膜具有较大的应力，应力的与膜的厚度有关，可以达到几百帕。该方法较简单，主要用于电绝缘，在微机电系统中的用处限于少数器件的膜层制备。

(4) 溅射。溅射镀膜的方法是将真空室内的微量氩气或氦气电离，电离后的离子在电场的作用下向阳极加速运动并轰击阳极靶，将靶材料的原子或分子溅射出来，沉积在衬底上形成薄膜。溅射制备的薄膜均匀性好、沉积速率高（Al 膜： $1\mu\text{m}/\text{min}$ ），可以覆盖有台阶的表面，且内应力小，是低温制备微机电系统金属薄膜的好方法。溅射镀膜被广泛用于在衬底上沉积铝、钛、铬、铂等金属薄膜和硅、玻璃、压电陶瓷等非金属薄膜。

(5) 蒸发。在真空室中，将拟沉积在衬底上的材料加热到熔融温度以上，将所产生的气态原子或分子沉积在衬底表面形成薄膜，这种方法叫蒸发镀膜。有电阻加热和电子束轰击两种蒸发沉积薄膜的方法，前者易引起污染，且沉积厚度较薄；后者制备的薄膜质量高、速率快。蒸发镀膜时，为了保证薄膜的均匀性，衬底要不断地旋转。

3.2 主要光刻技术

3.2.1 光刻过程和基本工艺

光刻是集成电路制备和微机电系统微结构制备中的重要技术。光刻是将制备到掩模上的图形通过曝光转移到光刻胶上。光刻过程和基本工艺如图 9.3-3 所示。光刻机由光源、照明系统、投影物镜系统、掩模承片台和硅片工件台组成。光刻的基本工艺如下：根据拟加工的图形结构制备一套掩模，通过曝光将掩模上的图形成像在衬底上旋涂的光刻胶中。掩模上的图形由透光和不透光部分组成，被曝光部分的光刻胶的物理特性发生变化，没有曝光部分的光刻胶的物理特性没有发生变化，通过显影工艺形成光刻胶图形。曝光部

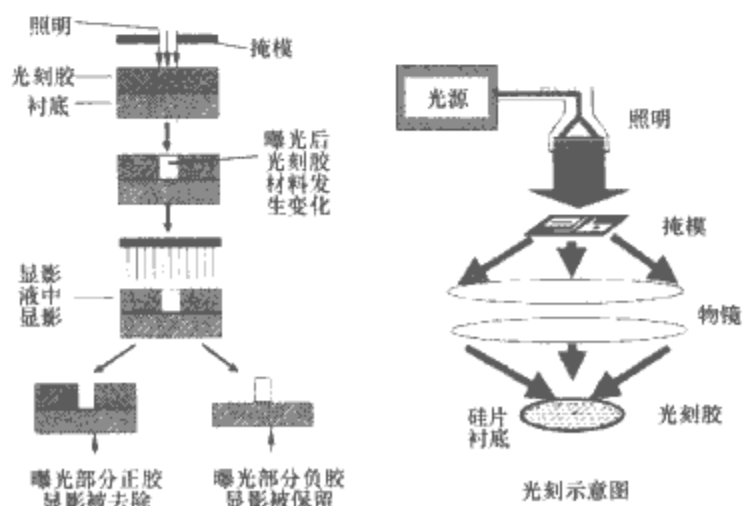


图 9.3-3 光刻过程和工艺示意图

分的正胶显影后被去除，曝光部分的负胶显影之后被保留下来，这样形成的光刻胶图形再通过刻蚀被转移到所需要的材料上（硅片、金属）。

光学曝光有三种形式：

(1) 接触式曝光。掩模接触硅片，光学系统分辨率为 $1\sim 2\mu\text{m}$ 。

(2) 接近式曝光。掩模距离硅片 $25\sim 50\mu\text{m}$ ，光学系统分辨率为 $5\mu\text{m}$ 。

(3) 投影式曝光。如图 9.3-2 所示，掩模经过复杂的投影物镜，成像在硅片上。随技术发展光刻分辨率不断提高，2006 年 Intel 芯片采用 65nm 技术。

光学系统分辨率通常由 Rayleigh 衍射分辨极限表示

$$R=0.61\lambda/\text{NA}$$

式中：NA 为物镜的数值孔径； λ 为曝光波长。

光刻分辨率 $R=k_1\lambda/\text{NA}$ 可以达到曝光波长 λ 的 $1/3$ 或更小尺寸， k_1 因子的极限值是 0.25。这是因为，光刻成像在较高非线性记录介质（光刻胶）中可以放大很弱的调制光形成可识别的图形。光刻分辨率的提高沿着缩短波长、增大 NA 和降低 k_1 因子的技术路径发展。它依赖于光刻光学系统、掩模、光刻胶和工艺等技术。投影光刻虽然可以加工更小尺寸的图形，但主要是加工二维平面结构，其成本远远高于接触式光刻和接近式光刻。厚胶光刻、表面形貌变化的结构、双面曝光对准、大面积曝光等让现存光刻技术在微机电系统微结构制备中面临较大的挑战。

3.2.2 厚胶光刻

微机电系统深结构刻蚀需要厚胶光刻，通常曝光实现的深宽比（胶厚与图形最小尺寸之比）是 3。多次涂胶可以实现 $100\mu\text{m}$ 的厚胶，但是涂胶的均匀性难以控制。另一方面，厚胶中成像的最小特征尺寸变大，原因是：每一种曝光设备和曝光条件有其焦深的限制，焦深（Depth of Focus, DOF = $k_2\lambda/\text{NA}^2$ ）是获得满足图形要求所允许的离焦范围。在厚胶的不同截面内成像的图形结构有一定的差别，导致的直接结果是光刻胶图形轮廓在厚胶曝光区域内的倾斜，胶厚与需要的曝光性能（焦深和分辨率）不匹配时，图形倾斜难以满足微结构的要求，因此需要特殊的曝光方法。

3.2.3 表面形貌和高度变化的光刻

硅表面形貌和高度变化在微机电系统深腔和深沟结构中是普遍现象（见图 9.3-4），这给涂胶和曝光都带来挑战。通常，腔的深度是 $10\mu\text{m}$ ，腔体内凸角处的胶较薄、凹角处的胶较厚，难以实现均匀涂胶。由于焦深的限制，在高度变化 $10\mu\text{m}$ 的表面进行曝光非常困难，接触式和接近式曝光不再适用。投影曝光可以根据高度变化的需要、通过多套掩模和调节聚焦位置实现表面形貌和高度变化的光刻。

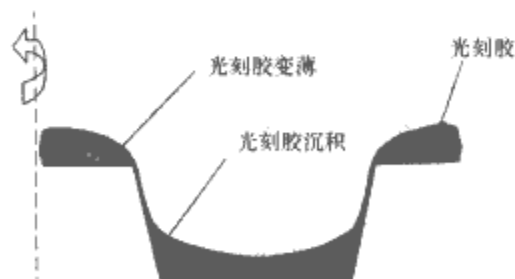


图 9.3-4 硅表面形貌高度变化

3.2.4 双面光刻

通常，微机电系统微结构加工需要在硅片的双面进行曝光，这要求对双面图形进行高精度对准。例如压力传感结构需要双面光刻，对准精度低将导致器件性能下降甚至不能使用。双面曝光需要对硅片进行两面抛光，产品化双面曝光设

备有 Karl Suss MA-150 光刻机。

3.3 基本刻蚀技术

光刻工艺仅仅是在光刻胶中制备一系列图形，为了形成特定功能器件结构，必须在器件上有选择地添加或去除适当的材料，将光刻胶图形转移到适当的材料上，形成集成电路或微机电系统器件。因此，必须刻蚀沉积的薄膜或衬底，如图 9.3-5 所示。也可以在衬底或薄膜上直接刻蚀出微结构，或为了下一步刻蚀，在拟作为临时掩模的薄膜上刻蚀图形，有湿法刻蚀和干法刻蚀两种刻蚀技术。湿法刻蚀是利用溶液的化学反应进行刻蚀；干法刻蚀是在固体表面，通过气象离子轰击进行物理刻蚀，或通过几种反应物在表面进行化学反应刻蚀，也可以通过物理和化学机制的结合进行刻蚀。干法和湿法刻蚀都可以实现各向同性刻蚀和各向异性刻蚀。各向同（异）性刻蚀的含义是各个方向的刻蚀速率相同（不同）。不同方法刻蚀图形的截面如图 9.3-6 所示。

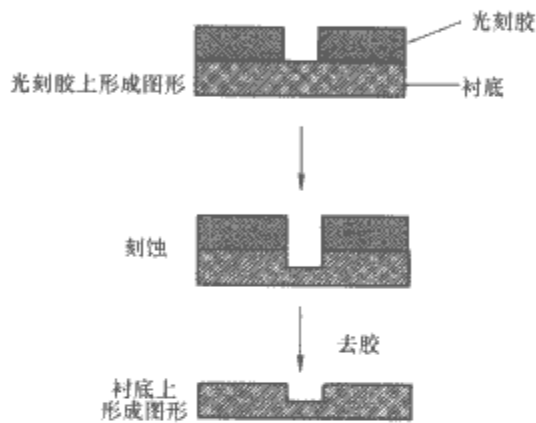


图 9.3-5 衬底刻蚀图形

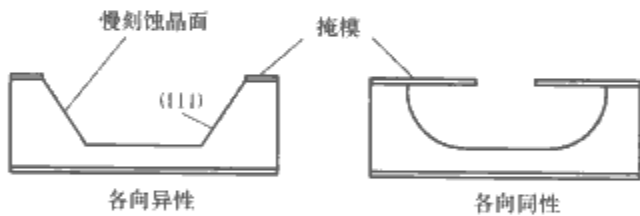


图 9.3-6 各向同性与各向异性刻蚀

成功的刻蚀需要根据拟刻蚀结构的要求来选择刻蚀工艺，有效选择掩模材料与被刻蚀的材料，表 9.3-4 给出了用于金属薄膜和介电薄膜材料的湿法刻蚀和干法刻蚀。判断刻蚀性能应考虑刻蚀速率、选择性、均匀性、尺寸和轮廓控制、表面质量、可制造性、器件损伤、粒子控制、残余物和后刻蚀腐蚀性等。

表 9.3-4 金属薄膜和介电薄膜材料的湿法和干法刻蚀

| 材料 | 湿法刻蚀(水溶液) | 湿法刻蚀速率 (nm/min) | 干法刻蚀气体 (等离子相) | 干法刻蚀速率 (nm/min) |
|-----|--|--------------------|-------------------------------------|--------------------|
| 氧化硅 | HF | 20~2000 | CHF ₃ +O ₂ | 50~150 |
| | HF ₁ NH ₄ (buffered HF) | 100~500 | CH ₃ +CF ₄ | 250~500 |
| 氮化硅 | H ₃ PO ₄ | 5 | SF ₆ | 150~250 |
| | | | CHF ₃ +CF ₄ | 100~150 |
| | H ₃ PO ₄ ; HNO ₃ ; CH ₃ COOH | 660 | Cl ₂ +SiCl ₄ | 100~150 |
| | HF | 5 | CHCl ₃ +BCl ₃ | 200~600 |
| 金 | KI | 40 | | |
| 钛 | HF; H ₂ O ₂ | 880 | SF ₆ | 100~150 |

续表

| 材料 | 湿法刻蚀(水溶液) | 湿法刻蚀速率 (nm/min) | 干法刻蚀气体 (等离子相) | 干法刻蚀速率 (nm/min) |
|-----|---|--------------------|------------------|--------------------|
| 钨 | H ₂ O ₂ | 20~100 | SF ₆ | 100~150 |
| | K ₃ Fe(CN) ₆ ; KOH; KH ₂ PO ₄ | 34 | | |
| 铬 | Ce(NH ₄)(NO ₃) ₆ ; HCl ₄ | 2 | Cl ₂ | 5 |
| | HCl | | | |
| 有机层 | H ₂ SO ₄ ; H ₂ O ₂ | >1000 | O ₂ | 35~3500 |
| | CH ₃ COCH ₃ (丙酮) | >4000 | | |

湿法刻蚀方法简单，所进行的化学反应没有特定方向，可以用不同种类的腐蚀剂去刻蚀不同材料的衬底或膜层，实现选择性刻蚀。但是掩模材料应不被腐蚀剂溶解或对其刻蚀的速率远远小于拟被刻蚀形成微结构的材料，例如氢氧化钾(KOH)刻蚀 SiO₂ (Si₃N₄) 的速率比刻蚀硅的速率慢 1000 (10 000) 倍，刻蚀硅制备中等深度的凹槽，通常选择 SiO₂ 作为掩膜材料，深层刻蚀选择 SiO₂ 或 Si₃N₄ 掩膜材料。

干法刻蚀主要有四种：等离子刻蚀、反应离子刻蚀(RIE)、溅射刻蚀、气相刻蚀。

反应离子刻蚀存在物理过程和化学过程。化学过程是：射频电源使反应室的混合气体产生等离子体，离子加速并与待刻蚀的表面材料相互作用，形成另一种气体。物理过程类似溅射沉积过程，无需化学反应，高能离子轰击待刻蚀材料使原子溢出实现刻蚀。平衡物理和化学过程并实现较好的刻蚀，是反应离子刻蚀的一项复杂工作。深反应离子刻蚀(DRIE)是一种迅速发展起来的特殊反应离子刻蚀，它主要是两种不同的气体化合物交替反应，第一种气体化合物在衬底表面产生聚合物，第二种气体化合物刻蚀衬底。深反应离子刻蚀的刻蚀深度可以达到几百微米，形成几乎垂直的槽壁，实现高深宽比(50:1)，刻蚀速率是湿法刻蚀的 3~4 倍，适于体硅微结构制造。还有一种近年发展起来的感应耦合离子刻蚀(ICP-RIE)是利用感应耦合产生高密度等离子体结合侧壁钝化工艺，实现高深宽比硅刻蚀，加工厚度可达几百微米，侧壁角 90°±0.3°，深宽比 70:1。溅射刻蚀实际上是没有化学反应离子的刻蚀。

气相刻蚀是另一种刻蚀方法，腔室内硅片表面被一种或几种气体分子溶解实现刻蚀，但是没有与气体分子发生化学反应。常见的是利用氢氟酸和 XeF₂ 分别对氧化硅和硅进行气相刻蚀。

3.4 LIGA 技术

LIGA 是德文 Lithography (光刻)、Galvanoformung (电铸)、Abformung (塑铸) 三个词的字头构成的缩写。LIGA 技术与集成电路制备技术有很大的差别，主要用于制备高深宽比微结构。图 9.3-7 是 LIGA 加工工艺制备微结构的示意图。基本步骤是同步辐射进行 X 射线光刻、金属电镀和注塑(或模压)成型。

通常采用高强度的同步辐射(SOR) X 射线进行类似前文所述的光刻过程，将掩模图形转移到金属衬底(或带有导电层的绝缘衬底)上及厚度为几百微米的光刻胶中，然后将金属(铜、金、镍)电镀沉积在光刻胶图形中形成互补金属结构，通过腐蚀剥离去胶最后形成微金属结构(或作为模具)；在去胶前，也可通过金属膜的过度沉积制备金属盖，然后去掉胶和衬底形成塑芯式模具，这时最好在电镀沉积金

属和衬底之间制备缓冲界面层，界面层有选择地从模型上腐蚀掉，实现无应力去除衬底，这个过程称电铸成型。将拟加工成型材料注塑到模具中或用模具压印形成微结构称为注塑（或模压）成型。要求模具的制备必须实现所塑造的微结构无损伤、无变形地脱离模具。

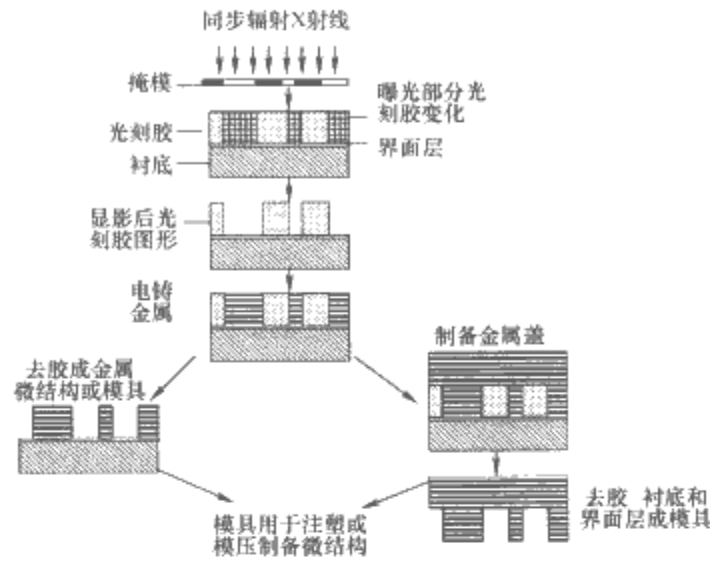


图 9.3-7 LIGA 工艺及其制备微结构示意图

4 微机电系统器件和微系统

微传感器和微执行器是微机电系统的两种主要器件，微系统技术主要是向新原理、新工艺、新技术及智能化、高性能方向发展，同时，由单个传感器模拟信号分析到微处理器控制的阵列传感器信号的数字化分析，实现向多信号、多功能信息的实时获取（如化学传感器阵列）方向发展。下面介绍几种主要的微机电系统器件和微系统的原理、结构和性能。

4.1 微传感器

4.1.1 微传感器的定义及组成

传感器的主要特征是能感知和检测某一形态的信息，并将其转换成另一形态的信息。微传感器是利用微加工和微电子技术制备的传感器，其组成和各部分的功能如图 9.3-8 所示。

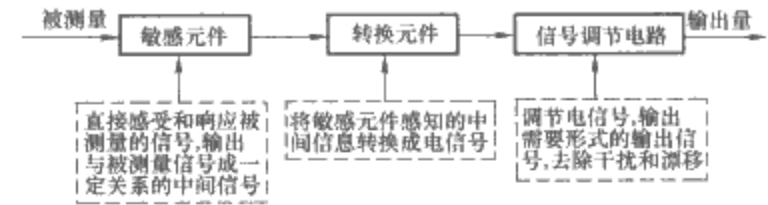


图 9.3-8 微传感器组成和各部分的功能

4.1.2 微传感器特性和性能指标

微传感器的特性主要是输入—输出特性，它虽然是传感器的外部特性，但实际上由传感器的内部参数和性能决定。感受被测量（输入信号）的变化规律称为输入特性。输入信号不随时间变化的称为稳态信号，输入信号随时间变化的称为动态信号。传感器感受静态信号表现的输入—输出特性称为传感器静态特性，传感器感受动态信号表现的输入—输出特性称为传感器动态特性。一个高精度的传感器必须具有良好的静态和动态特性。评价传感器静态特性的主要技术指标有线性度、灵敏度、迟滞和重复性。评价传感器动态特性的主要技术指标有传递函数、频率响应函数和脉冲响应函数。

微传感器性能的主要指标包括测量范围（量程）、测量精度、静态特性、动态特性、电特性（最大激励电压、输入输出阻抗、绝缘电阻、额定击穿电压等）、机械特性、环境特性和可靠性。

4.1.3 物理微传感器

物理传感器利用传感元件材料的物理特性实现传感功能。一些主要微传感器及其检测对象和利用的物理效应见表 9.3-5。这里介绍几种主要的物理传感器。

表 9.3-5 微传感器及其检测对象和物理效应

| 检测对象 | 传感器或敏感元件 | 所利用的物理效应 | 输出信号 | 主要材料 |
|------|-----------------------|----------------|----------|-----------------------------|
| 光 | 光敏电阻 | 光电导效应 | 电阻变化 | 可见光 CaS、CdSe 红外 PbS、InSb |
| | 光敏二极管 | 光生伏特效应 | 电流、电压 | Si、Ge 红外 InSb |
| | 光电池 | 光电子发射效应 | 电流 | Ag-D-Cs、Cs-Sb |
| | 红外传感器 红外摄像管 | 约瑟夫效应 热释电效应 | 电压 电荷 | 超导体 BaTiO ₃ |
| 机械量 | 金属电阻应变片 半导体应变片 | 电阻应变效应 | 电阻 | 康铜、卡码合金、Si |
| | 硅杯式压力传感器 | 压阻效应 | 电阻 | Si、Ge、GaP、In、As |
| | 压电传感器：压电式力、压力、加速度传感器 | 压电效应 | 电压 | 石英、压电陶瓷 |
| | 压电式激振器 | 逆压电效应 | 振动、长度 | 石英、压电陶瓷 |
| | 电容式传感器：电容式力、压力、加速度传感器 | 电容效应 | 电容变化 | 金属极板 |
| | 压磁元件：压磁式力、扭矩传感器 | 压磁效应 | 感抗 | 硅钢片、铁氧体、坡莫合金 |
| | 霍尔元件 | 霍尔磁电效应 | 电压 | Si、Ge、GaP、In、As |
| | 光电元件：光电式位移、振动、转速传感器 | 光电效应 | 电流 | CaS、InSb、Se-化合物 |
| | 光弹式压力传感器 光弹式振动传感器 | 光弹性效应 | 折射率 | 各种透光弹性材料 |

续表

| 检测对象 | 传感器或敏感元件 | 所利用的物理效应 | 输出信号 | 主要材料 |
|------|----------------------|----------|-------|----------------------------------|
| 温度 | 热电偶 | 温差电势效应 | 电压 | Pt-PtRh ₁₀ 、NiCr-NiCu |
| | 声表面波温度传感器 | 正、逆压电效应 | 频率 | 石英 |
| | Nemst 红外探测器 | 热磁效率 | 电场 | 热敏铁氧体、磁钢 |
| 电磁量 | 霍尔元件、霍尔 IC、MOS 霍尔 IC | 霍尔磁电效应 | 电压 | Si、Ge、GaAs、InAs |
| | 磁阻元件、二极管、磁敏晶体管 | 磁阻效应 | 电阻、电流 | Ni-Co、InSb、InAs、Ce |
| | 光纤传感器 | 磁光法拉第效应 | 偏振光 | YIG、EuO、MnBi |
| | | 磁光克尔效应 | 面偏转 | MnBi |
| 放射线 | 射线敏二极管 | 放射性效应 | 放射剂量 | Ti-石英 |
| | | PN 结 | 电脉冲 | Si、Ge |
| | | 光生伏特效应 | | Li-Ge、Si、HgI ₂ |

4.1.3.1 压力传感器

压力微传感器敏感元件的敏感机理有三种：压阻效应、电容效应和谐振效应。根据这些敏感机理制造的微压力传感器可以用来测量压力、重力、加速度、流量和位移。

(1) 压阻式压力微传感器。利用压电电阻（应变片）作为敏感元件，将作用在敏感元件上压力的变化转变为电阻值的变化，并输出电压或电流信号。它的结构和原理如图 9.3-9 所示。在硅衬底（100）面上制备 N 型外延层，在膜片上扩散制备 P 型压电电阻，与金属导体形成惠斯顿电桥，

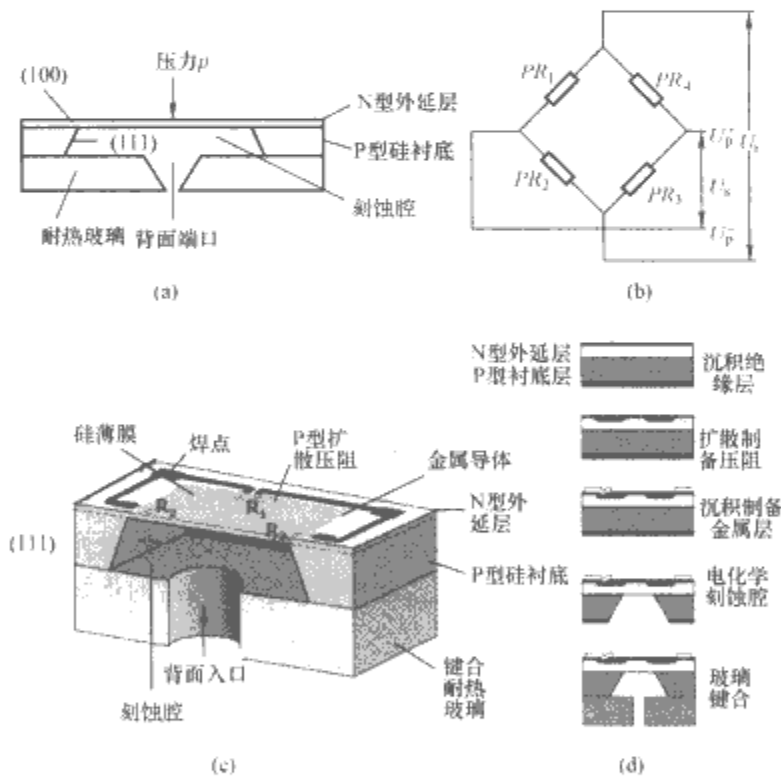


图 9.3-9 压阻式压力微传感器原理示意图
(a) 截面示意图；(b) (100) 面制备的惠斯顿电桥示意图；
(c) 三维示意图；(d) 工艺流程图

无压力时，4 个电阻的阻值相同，当作用在膜片上的压力变化时，压阻效应引起电阻变化和输出电压的变化，通过电压、电阻和压力之间的关系，可以得到压力（应力）的变化。对于恒流工作的压阻式压力微传感器，当传感器中流过的电流为 I_{IN} 时，图 9.3-9 (b) 的输出电压则为 $U_s = \Delta R I_{IN} = R (\Delta R / R) I_{IN}$ 。对于恒压工作的压阻式压力微传感器，当传感器上的外加电压为 U_{IN} 时，桥路输出电压 $U_s = (\Delta R / R) U_{IN}$ 。如果半导体应变片（压阻）的应变率为 K ，应变量为 Γ ，那么， $(\Delta R / R) = K \Gamma$ 。这种传感器主要用于测量

材料应力，具有尺寸小、线性度高、动态范围大、压力敏感度较高等特点。但是，压阻效应随温度变化明显，利用压阻效应也可以做成温度传感器，实用的压阻式微压力传感器需要温度补偿。

(2) 电容式压力微传感器。利用可变电容作为敏感元件，将作用在敏感元件上压力的变化转变为电容值的变化，它的结构和原理如图 9.3-10 所示。沉积在膜片上金属层形成电容的活动电极，另一个固定电极沉积在衬底上，构成可变平板电容。当膜片受到压力变形，电容器的极板间距发生变化，进而引起电容变化，通过测量电容变化来测量压力。电容式压力传感器尺寸小，灵敏度是压阻式压力微传感器的 10 倍，而功耗比压阻式压力微传感器低 2 个数量级，其较高的压力敏感度，避开了温度变化效应，具有很好的稳定性和重复性。利用可变电容效应也可以做成多参数硅电容式微传感器，例如电容式微加速度计、电容式位移传感器、电容式角加速度微传感器，并特别适用于低量程测量。

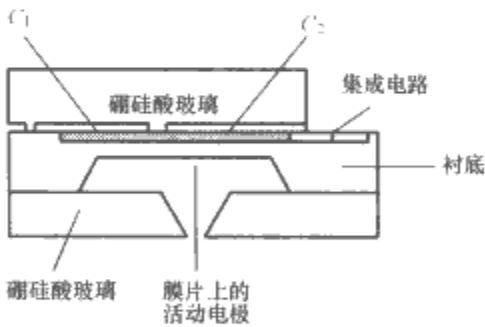


图 9.3-10 硅电容式压力微传感器原理示意图

4.1.3.2 加速度微传感器

加速度微传感器是利用敏感元件感测其加速运动产生的相对位移，再利用位移与加速度的关系来测量加速度。根据传感器敏感机理的不同，微加速度传感器有压阻式、电容式、压电式、隧道电流式、谐振式、热电偶式和电磁式等多种类型。但是，所有类型的加速度微传感器都基于一种基本的结构：悬挂在弹簧上的一个惯性质量块（传感元件），如图 9.3-11 所示。加速运动使质量模块产生相对位移，根据位移（弹簧的型变量）与力和加速度的关系确定加速度。弹簧主要是具有压电特性的薄膜，提供与弹簧形变（质量块位移）成正比的电压。通常用重力加速度 g 表示加速度微传感器的测量单位（ $1g = 9.81m/s^2$ ）、敏感度和分辨率。加速度微传感器主要有压阻式和电容式两种形式。

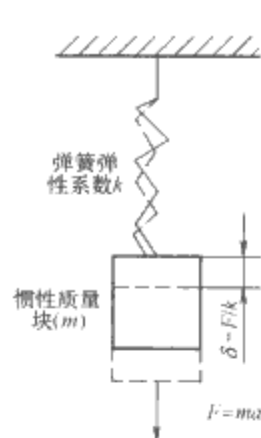


图 9.3-11 加速度微传感器原理的基本结构

(1) 压阻式加速度微传感器。压阻式加速度微传感器是利用压电阻感测弹簧的弹性力变化制成。1979 年 Roylance 和 Angell 设计的第一个压阻式加速度微传感器的结构如图 9.3-12 所示。当加速度微传感器随待测物加速运动时，惯性质量块导致硅悬臂梁变形，根部压敏电阻的阻值发生变化。根据测量压敏电阻的阻值变化判断悬臂梁的变形和待测加速度。

(2) 电容式加速度微传感器。

电容式加速度微传感器是利用电容感测弹簧的弹性力变

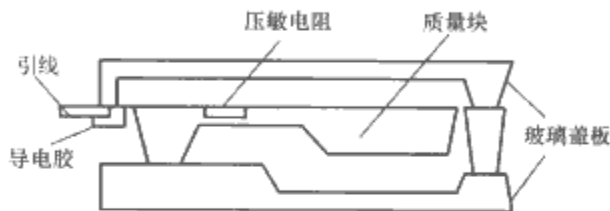


图 9.3-12 加速度微传感器剖面结构图

化制成。加速运动的质量块导致弹簧变形产生相对位移，与质量块相联的电容移动极板（执行器）随之移动，导致电容移动极板与固定极板之间的距离变化，即电容器电容发生变化。通过输入信号与感应输出信号的变化，可以测量加速度。根据图 9.3-13 电容式加速度微传感器结构可以得到加速度与电容及其输入输出信号的关系为

$$\begin{aligned} U_s &= \frac{C_{s1} - C_{s2}}{C_{s1} + C_{s2}} U_m \\ C_{s1} &= \frac{\epsilon_0 \epsilon}{d - x} \\ C_{s2} &= \frac{\epsilon_0 \epsilon}{d + x} \\ kx &= -mx \\ a &= -\frac{kx}{m} = -\frac{kU_s d}{mU_m} \end{aligned} \tag{9.3-1}$$

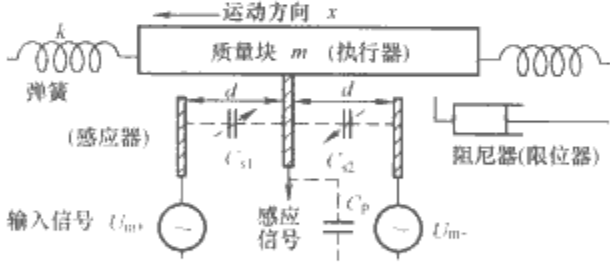


图 9.3-13 电容式加速度微传感器结构

4.1.3.3 硅谐振式角速度微传感器

角速度微传感器即微陀螺，是一种敏感角运动的传感器。微陀螺有很多种，应用最多的是振动式微陀螺。硅谐振式微陀螺是一种单轴角速度微传感器，它利用旋转坐标系的哥氏加速度或哥氏力来敏感角运动。如图 9.3-14 所示，质量块 m 悬挂在弹簧和阻尼谐振子上，弹簧和阻尼系统的另一端挂在框架上，谐振频率取决于弹簧、质量块和阻尼系统。激励回路驱动谐振子在 x 方向等幅谐振，称为主振动，振动频率为 ω_m 。若固定在框架上的旋转坐标系绕 z 轴以角速度 ω_z 旋转，那么谐振子 m 在 y 方向必受到交变的哥氏力 F_c 的作用。 $F_c = -2m(\omega_z \times v_c)$ ， m 和 v_c 分别代表谐振子的质量和速度。此时，谐振子不仅在 x 方向保持频率 ω_m 的

谐振动，而且在 y 方向产生一个同频率的振动 $y(t)$ ，称为检测振动或辅振动，幅值与 ω_z 成正比，相位与 ω_z 的方向有关。因此，检测 $y(t)$ 便可以知道 ω_z 的大小和方向，这是谐振陀螺的理论基础。根据这一原理，有很多种结构的微陀螺，例如梳状谐振轮式、内框架式、外框架式和音叉式等。但是，谐振式微陀螺的重要组成部分是谐振子敏感结构、驱动谐振子做等幅振动的控制电路以及检测角运动的读出电路。

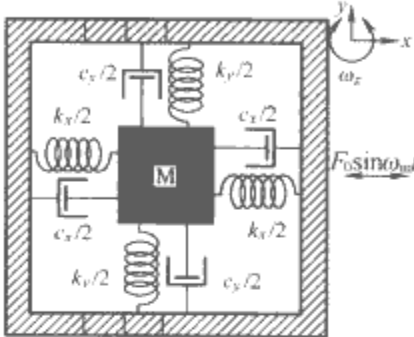


图 9.3-14 谐振式角速度微传感器原理图

4.1.3.4 声微传感器

声微传感器的原理与宏观声传感器的原理相同。声传感器是利用频率在 $1 \times 10^6 \sim 1 \times 10^9$ Hz 范围内的弹性波来测量物理、化学或生物量的器件。声微传感器的频率输出很容易转换成电信号读出，将声能转换成电能。根据能量转换的原理不同，声微传感器分为压阻式、电容式和压电式等多种形式。它具有较高的灵敏度、较大的动态范围和很好的稳定性。微麦克风是一种典型的声微传感器。

(1) 电容式声微传感器。平板结构的电容式声微传感器由振动膜片和固定膜片组成平板电容，固定膜片带有声孔，声压透过固定膜片作用在振动膜片上使其变形，引起电容的变化，实现声音信号向电信号的转变，但是振动膜片的内应力过大会导致灵敏度过低。

(2) 压阻式声微传感器。利用薄膜上的 4 个压敏电阻组成惠斯通电桥，声压改变电阻，实现声能向电能的转换。

4.1.3.5 微位移传感器

由于与其他机械量相比，位移测量精度较高，因此通常将其其他的机械量转换成位移量来检测，如将压力转换成膜片的位移、将加速度转换成重物的位移等。在微机电系统中，位移传感器具有重要的应用。根据检测机理的不同，位移传感器分为电阻应变式、电容式、电感式、光栅式和激光干涉式微位移传感器等多种形式。几种微位移传感器的优缺点比较见表 9.3-6。

表 9.3-6 不同微位移传感器的优缺点比较

| 检测方法 | 优点 | 缺点 |
|-------|----------------------------------|----------------------|
| 电阻应变式 | 体积小、结构简单，便于集成，分辨率高，精度高，频响特性好 | 属于接触式测量，受温度、衬底材料的影响大 |
| 电容式 | 灵敏度、分辨率高，精度可靠，属于非接触式测量，动态响应快，发热小 | 测量范围小，容易受环境干扰 |
| 电感式 | 分辨率高，成本低，非接触测量，安装方便 | 动态特性不好 |
| 光栅式 | 分辨率高，精度好，不受电场、磁场影响 | 价格昂贵 |
| 激光干涉式 | 量程大，分辨率高，抗干扰能力强 | 系统庞大，价格昂贵 |

4.1.3.6 电微传感器

在电解质或电介质中用来测量电参数的电极是一种传感

器。用阻容网络等效电路来模拟这类电极接近界面表层的物理性质、描述电极性能的一种常用方法是做出阻抗的实部和虚部关系图。实际应用中，更重要的是电极的 RC 等效电路、两种材料的接触电势、热电效应，通常利用专用软件来分析等效电路。用表面涂有各种材料的微电极可测量电解质中的电势、离子浓度和细胞组织，用振动式微电极可实现非接触式表面电势与电荷的测量。

4.1.3.7 磁微传感器

磁微传感器是一种能够探测磁场，并从磁场中获取信息的传感器。通常，磁传感器是将磁信号转变成电信号。磁传感器依据的物理原理非常广泛，例如电磁感应、磁场电效应、超导量子干涉、磁致伸缩和磁光效应等。磁微传感系统基本组成是磁传感器、偏置和信号处理电路及其与磁聚集器、磁体和线圈的组合。磁传感器可以用做磁强度计、磁罗盘、电流探测器、磁读头和无刷电机中的转子微置探测器等。霍尔器件是应用最广的磁微传感器，尤其是与光二极管一起使用时更是如此，利用集成电路工艺可以制备埋入式霍尔器件，如图 9.3-15 所示。局部放大图表示薄 P 层对二氧化硅界面与霍尔器件有源区之间的屏蔽作用。为了提高效率，薄 P 层不能完全耗尽。该器件用于测量垂直于芯片方向的磁分量。

巨磁阻磁头（GMR）和磁阻（MR）传感器是通过磁场导致电阻率变化来感测磁场的器件，主要有铁磁薄膜磁阻元件和半导体磁阻元件，用于磁盘驱动器中的读出磁头。磁通门传感器（FGS）是一种测量直流或低频磁场大小和方向的固态器件，磁通门的两种结构形式如图 9.3-16 所示。在图 9.3-16（a）所示的结构中，在硅片上刻蚀 U 形槽，在槽上形成金属线圈的下半部分，再制备一层绝缘膜，并制备坡莫合金

合金磁心；然后制备第二层绝缘层，并制备金属线圈的上半部分，上、下线圈形成一个绕坡莫合金磁心外部的完整线圈。可用同样方法制备图 9.3-16（b）所示的结构，只是不需要制备 U 形槽。磁通门具有很高的灵敏度（ $1 \times 10^{-10} \text{ T}$ ），用于飞机、导弹、卫星、汽车、潜艇导航、位置传感、非接触型流速计、电流计和金属探测等。几种主要的微磁传感器见表 9.3-7。

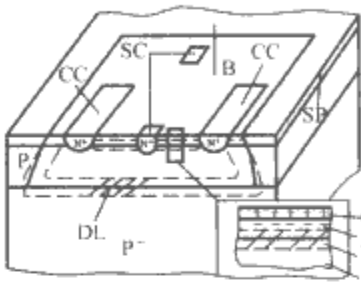


图 9.3-15 IC 工艺制备的埋入式霍尔器件
N+—N 型源区；P-—衬底；P+—深扩散隔离墙；
SP—薄 P 层；DL—耗尽层；CC—电流接触点；
SC—探测点

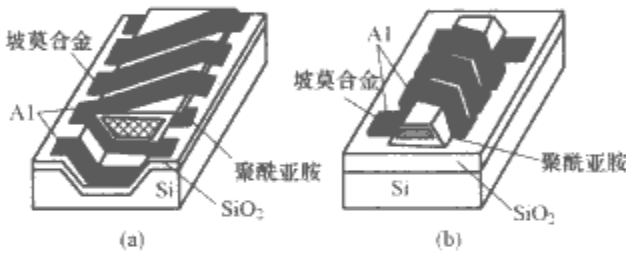


图 9.3-16 磁通门的两种结构形式

表 9.3-7 几种主要的磁传感器

| 传感器 | 霍尔传感器 | 磁阻传感器 | 巨磁阻传感器 | 磁阻抗 | 薄膜磁通门传感器 |
|-----------|-----------------------------|---------------------------|---------------------------|---------------------------|------------------------------|
| 材料 | InSb, GaAs | FeNi, FeCo | 多层 | 非晶线材薄膜 | — |
| 参数变化比 (%) | 0.1 | 1 | 10~100 | — | — |
| 检测场强 (T) | $(0.5 \sim 20) \times 10^3$ | 0.5~200 | 0.1~50 | $10^{-6} \sim 1$ | $10^{-6} \sim 1$ |
| 频率 (Hz) | $(0 \sim 5) \times 10^3$ | $(0 \sim 10) \times 10^6$ | $(1 \sim 10) \times 10^6$ | $(0 \sim 10) \times 10^6$ | $(0 \sim 10) \times 10^{-3}$ |
| 磁头尺寸 (mm) | 0.1 | 0.01~0.1 | 0.01~0.1 | 0.1~0.2 | 3~20 |

4.1.4 化学和生物微传感器

微化学和生物传感器利用微加工技术和微电子技术，让生物化学分析在微空间或微分析芯片实现检测。

化学传感器是利用特定传感材料对某种化学成分分子或离子的敏感性，通过传感材料的某些性能（如导电性、光谱特性、电压等）的变化来实现化学成分或离子的检测。生物传感器是利用生物成分或生物体作为敏感元件的传感器。生物传感器利用生物化学和电化学反应的原理，将生化反应信号转换为电信号，通过对电信号进行放大和模/数转换，测量出被测物质及其浓度，其检测原理如图 9.3-17 所示。

根据生物传感器中分子识别元件即敏感元件可以分为五类：酶传感器、微生物传感器、细胞传感器、组织传感器和免疫传感器。根据生物传感器的换能器即信号转换器分类有生物电极传感器、半导体生物传感器、光生物传感器、热生物传感器、压电晶体生物传感器，换能器依次为电化学电极、半导体、光电转换器、热敏电阻、压电晶体。根据被测目标与分子识别元件相互作用的方式分类有亲合型和代谢型生物传感器。

化学和生物传感器并不专指用于化学和生物技术领域的

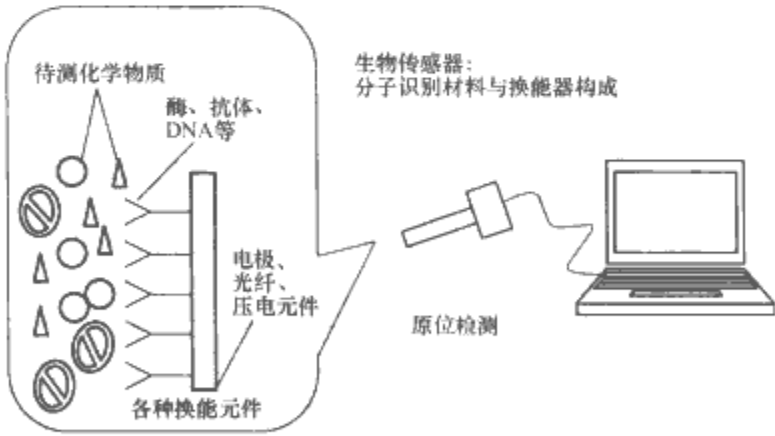


图 9.3-17 生物传感器的原理与特点

传感器，它的应用领域还包括环境监测、医疗卫生、食品卫生、空间技术、军事等领域。

这里仅介绍两类生化传感器：电化学微传感器和半导体气敏传感器。

4.1.4.1 电化学微传感器

电化学微传感器已经成为化学和生物微传感器不可缺少的一部分。电化学微传感器的工作原理起源于传统的分析原

理。电化学传感器基本上是由两个或多个与固态或液态电解质接触的电极组成的化学电池。根据工作模式的不同，有如下几种电化学传感器：电导（电容）传感器、电位传感器、电压（电流）传感器。电化学电池的电容、电阻、电位、电流均是可测的量，电池作为传感器时，测量参数主要根据灵敏度和精度等要求确定。

电导率传感器测量电化学电池中电解质电导率的变化；电位传感器是利用电极表面氧化还原反应物的浓度平衡电极与电解质界面氧化还原反应的传感器。伏安测量传感器是利用化学系统中的电流与电位关系进行生物和化学测量的传感器。图 9.3-18 所示为典型的平面三电极电化学传感器。

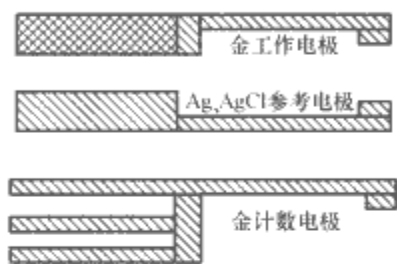


图 9.3-18 平面三电极电化学传感器

4.1.4.2 半导体气敏传感器

半导体气敏传感器利用氧化物半导体表面吸收气体分子调制电阻的原理进行传感检测。被吸收的气体分子与半导体（如宽带半导体）表面作用，捕获一个或多个电子，有效减少表面电导率。电阻调制与气体浓度有关。利用这一特性可以制备气敏半导体电阻和传感器。氧化锌和二氧化锡、二氧化钛和三氧化二铁等可以用于制备气体微传感器。

SnO₂ 薄膜可以利用 CVD、蒸发、溅射方法制备，也可以利用 SnO₂ 粉末烧结多孔厚膜。SnO₂ 传感器可以检测一氧化碳、硫化氢、氢、甲烷及四氯化碳等气体。图 9.3-19 所示为 Motorola MGS1100 一氧化碳传感器。为了避免潮湿的影响，加热传感器使其在 300~450℃ 下工作。为了减少热传导损失，SnO₂ 和硅应力膜厚为 2μm，共有 4 个接触电极，两个电极与 SnO₂ 电阻相连，另外两个与多晶硅加热器相连，测量传感元件在恒定电流下的输出电压是最简单的测量方法。

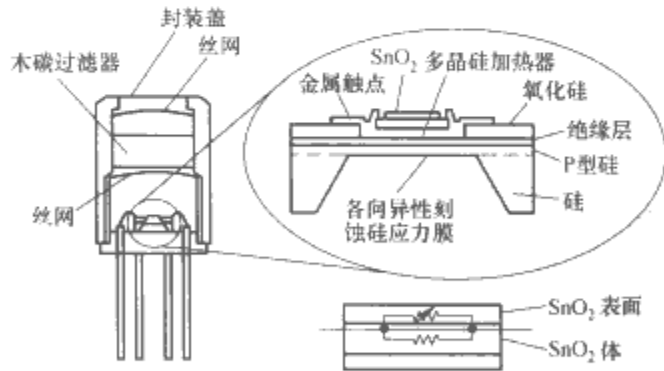


图 9.3-19 Motorola MGS1100 一氧化碳传感器

4.2 微执行器

微执行器是微机电系统的重要组成部分，是实现微机电系统控制信息指令的执行机构，是一种活动可控的微机械装置。机械结构型微执行器是由刚体运动提供位移和力；可变形微结构执行器由机械变形提供位移和力，如臂、弹性膜、横向共振执行器。有静电、压电、热、磁、形状记忆合金、气动、生化等执行机制。执行器的种类很多，主要的执行器有微电机、微泵、微阀、微镊和微夹。

4.2.1 执行器的执行机制

执行器的执行机制有静电执行机制、压电执行机制、热执行机制、电磁执行机制、形状记忆合金执行机制、气动执行机制等。下面介绍几种常见的执行机制。

(1) 静电执行机制。利用两个电极之间或携带极性相反的电荷元件之间的静电吸引力实现（执行）运动（位移）、执行控制指令。这种执行机制的具体方式有悬梁式、扭转式、梳状电极式等。

(2) 压电执行机制。利用给压电材料施加一定的电压时，材料产生一定的形变（伸长或缩短），将电能转变为机械能，实现微位移的执行控制指令。

(3) 热执行机制。根据执行结构在获得一定的热能时，在热应力驱动下产生相应的形变，完成执行或驱动功能。有热膨胀和热气动两种方式。

(4) 电磁执行机制。利用电磁感应原理，磁场中的通电微结构线圈受到洛伦兹力的作用产生机械运动，完成电能向机械能的转变。

常见的几种执行器的最大能量密度的比较见表 9.3-8。

表 9.3-8 几种常见执行器的最大能量密度的比较

| 微执行器名称 | 最大能量密度计算公式 | 材料和物理参数及含义 | 估算条件 | 估算能量密度量级 (J/cm ³) |
|--------|---------------------------|--|---|-------------------------------|
| 静电执行器 | $1/2\epsilon_0 E^2$ | E 为场强 ϵ_0 介电常数 | 5V/μm | 约 0.1 |
| 热执行器 | $1/2Y (\alpha\Delta T)^2$ | α 为热膨胀系数 ΔT 为温度变化 Y 为杨氏模量 | $3\times 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ 100℃ 100GPa | 约 0.5 |
| 电磁执行器 | $1/2B^2/\mu_0$ | B 为磁场 μ_0 为磁导率 | 0.1T 300V/μm 100GPa | 约 0.4 |
| 压电执行器 | $1/2Y (d_{33}E)^2$ | E 为场强 Y 为杨氏模量 d_{33} 为压电常数 | $2\times 10^{-12} \text{ C/N}$ | 约 0.2 |

注 实际能量输出可能由于系统的效率和工作条件明显低于表中的数据。

4.2.2 微电机

有六类微电机（马达）：静电微电机、压电微电机、超声微电机、电磁微电机、谐振微电机和生物微电机。部分国家微电机研究成果见表 9.3-9。

表 9.3-9 部分国家微电机研究成果

| 微电机名称 | 资料来源 | 标准尺寸 (mm) | 最大输出力矩 | 最大速度 |
|-------------|----------|-----------|-------------------|----------------------|
| 超声旋转电机 | 美国宾州大学 | φ5 | 800μN·m | 2000r/min |
| 纵扭模态压电微电机 | 美国宾州大学 | φ3 | 127.5μN·m | 10 070r/min |
| 棒形超声旋转微电机 | 清华大学 | φ15×25 | 55mN·m | 70r/min |
| 双面驱动多层超声微电机 | 日本 FANUC | φ12 | 52.4μN·m | — |
| 槽式直线压电电机 | 德国帕德波恩大学 | φ5×6×60 | 24N·m 19.6μN·m | 220mm/s 1500r/min |
| 超声旋转电机 | 日本精工仪器 | φ4.5×2.5 | 10mN·m | 950r/min |

续表

| 微电机名称 | 资料来源 | 标准尺寸 (mm) | 最大输出 力矩 | 最大速度 |
|-------------------|-------------|-------------------|------------|-------------|
| 棒式超声旋 转微电机 | 日本佳能 | φ11×25 | 0.67μN·m | 680r/min |
| 旋转微电机 | 日本东 京大学 | φ3.9×12.7 | 88μN·m | 22 500r/min |
| 电磁步进微 电机 CAM39 | 日本佳能 | φ2×10 | 0.065μN·m | 14.3mm/s |
| 压电惯性微 电机 | 日本美 能达 | φ6×3.7 84.7 速比 | 800μN·m | 500r/min |
| 箝位压电直 线微电机 | 中国清 华大学 | φ11 | 2N·m | 2r/min |
| 端面摇摆式 电磁微电机 | 中国长春 光机所 | φ5 | 10μN·m | 860r/min |

4.2.2.1 静电微电机

静电微电机有静电旋转和静电平动两种类型。静电旋转电机是利用静电力驱动实现电机的旋转，其原理是利用在转子电极和定子电极间变化电容中产生的电储能，即

$$W = \frac{1}{2}CU^2 \tag{9.3-2}$$

式中：U 为加在转子和定子之间的偏压；C 为驱动电极间的电容。

沿运动方向的电容变化与微电机输出转矩成正比，由此得到相对与转角 θ 的转矩为

$$T(\theta) = \frac{1}{2} \frac{\partial C(\theta)}{\partial \theta} U^2 \tag{9.3-3}$$

因此，设计中应该增大沿运动方向的电容变化以获得最大的输出转矩。在某一激发时刻，转子与被激发的定子的相位完全一致，如图 9.3-20 中转子 1 与定子 B。为了使转子顺时针方向旋转，接下来的一步要激发定子极 C。如需转子逆时针方向旋转，接下来的一步要激发定子极 A。1988 年，美国 U. C. Bekeley 研制的一台静电旋转电机如图 9.3-21 所示，有 6 个固定电极和 8 个转子电极，转子直径 120μm，厚度 1μm，转子与定子间隙 2μm，在 350V 三相电驱动下，最大转速可达 500r/min。还有两种类型的微电机也属于静电旋转微电机，即变电容式同步微电机和谐波微电机。

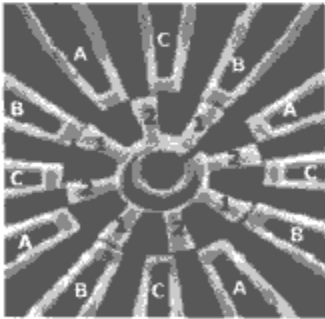


图 9.3-20 静电微电机原理图

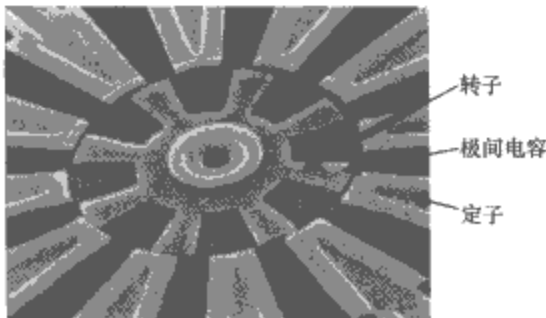


图 9.3-21 第一台静电微电机

静电平动微电机是平动或直线步进式微执行器，主要有梳状电极执行器和划痕驱动执行器，其原理是对特定结构的极板施加交变电压获得静电驱动力并实现步进位移。美国加州大学伯克利分校的传感器与执行器中心已经研制了一系列具有大驱动力和大位移的静电线性步进式微电机，它们可工作的电压范围较广。多晶硅静电微电机的典型尺寸见表 9.3-10。

表 9.3-10 多晶硅静电微马达的典型尺寸

| 参 数 | 数值 (μm) |
|---------|---------|
| 转子一定子间隙 | 1.5~2.5 |
| 转子内径 | 10~20 |
| 转子外径 | 50~75 |
| 轴承间隙 | 0.3~0.8 |
| 转子到衬底间隙 | 2~2.5 |

4.2.2.2 电磁微电机

电磁微电机采用无刷电机结构，如图 9.3-22 所示。定子和转子的直径相同，定子是在铁氧体的衬底上制备驱动绕组组成，如图 9.3-23 所示。转子采用钕钴永磁合金薄片制成，采用特殊充磁方法，在垂直于薄片方向上写入磁极，使薄片具有多个磁极。为了保证气隙磁场均匀和磁路闭合，在钕钴永磁合金薄片上胶结铁镍合金薄片，形成双合金薄片转子。利用法向电磁力实现微小电磁力的扭矩增加。部分国家电磁型微电机的性能见表 9.3-11。

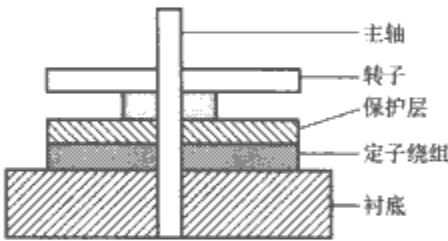


图 9.3-22 电磁微电机剖面图

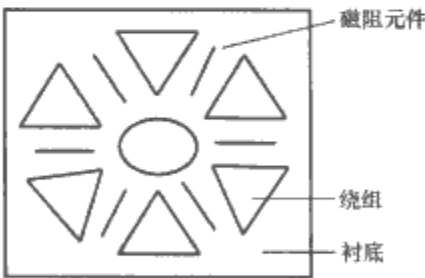


图 9.3-23 定子上的驱动绕组和磁阻元件

表 9.3-11 部分国家电磁型微电机的性能

| 研究单位 | 转子 直径 (μm) | 电机长 度尺寸 (mm) | 转速 (r/min) | 力矩 (计算值, nN·m) | 工作 电流 (mA) |
|----------------------|------------------|--------------------|---------------|----------------------|------------------|
| 美国 (Wisconsin 大学) | 100 | 2 | 150 000 | 100 | 600 |
| | 423 | 4.5 | 120 000 | | 600 |
| 美国 (Georgia 理工大学) | 500 | 1.5 | 500 | 1.2 | 500 |
| 德国 | 1400 | 6 | 2000 | 116 | 500 |
| 中国 (上海交通大学) | 2000 | 2 | 500 | 1.5 | 120 |

4.2.2.3 压电微电机

压电微电机是以超声振动为动力源，由超声振动的压电振子（定子）和与振子相接触的转子构成的精密微型驱动

器。压电振子在高频电场的作用下产生超声振动，转子依靠接触摩擦传递定子的振动，并将这种振动转换成连续旋转或直线位移。压电电机采用的是块状功能陶瓷或陶瓷薄膜。

4.2.3 微泵和微阀

微泵和微阀是微流量控制系统的关键执行器件，它们与微流量传感器构成微流量控制系统。微泵和微阀通常一起使用。根据执行机制，分别有静电、压电、电、热等几种微泵和微阀。下面主要介绍静电和电磁执行机制的微泵和微阀。

1993 年，美国 MIT 研制的静电微阀如图 9.3-24 所示，主要用于控制高压流体。通过静电开启阀门和流体压力在移动阀堵上产生平衡力，实现对流体的控制。在 200V 静电作用下，可以控制气体流速范围 0 ~ 550ml/min。德国 D. Bosch 等人研制的电磁微阀如图 9.3-25 所示，可以控制气体流速范围为 0 ~ 3ml/min。

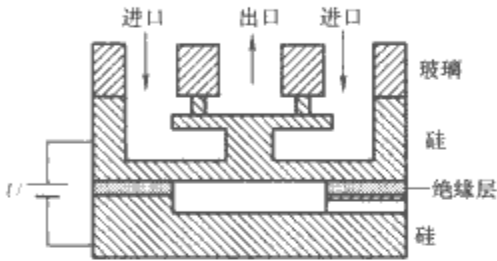


图 9.3-24 美国 MIT 研制的静电微阀

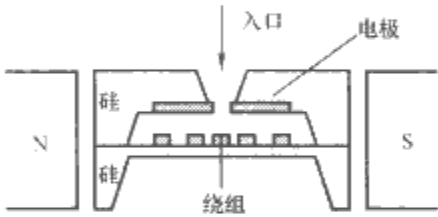


图 9.3-25 德国研制的电磁微阀

德国 Fraunhofer 固体技术研究所研制的静电微泵结构如图 9.3-26 所示。泵腔的薄膜作为一个可动电极，另一个电极固定在玻璃盖上，两极间隔很小，电极间的周期性电压产生周期性静电力，导致薄膜电极变形，引起腔体容积的周期变化，起到泵送的作用。外形尺寸为 7mm×7mm×2mm，膜厚 25μm，电压 170V，频率 26Hz，流量约 70μL/min。

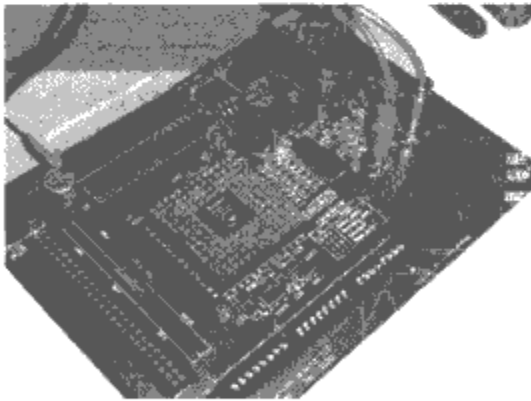


图 9.3-28 混合集成及封装后的微系统

4.3.1 微机器人

微型和微小机器人技术是机器人研究的一个新的领域和重点发展方向，微小型机器人技术的研究主要集中在系统结构、运动方式、控制方法、传感技术、通信技术以及行走技术等方面。微机器人具有类似人的行为功能，智能机器人具有认知和识别能力。因此，微机器人是集探测传感、执行、制动、识别、遥控、信号处理等于一体的复杂微系统。一方

面，微机器人尺寸要小；另一方面，微机器人利用微机电系统技术（如微传感器与微电子）或服务于微机电系统技术（如微装配、微移动和微检测）。图 9.3-30 所示为放在硬币上的微机器人。微机器人的重要优势是隐蔽性好、耗能低。根据不同的功能和应用，需要有很多种微机器人。实现侦察、保障、排雷、防化、进攻、防御的机器人有机器人地雷、机器人坦克、智能枪、智能火炮、排雷（弹）机器人、

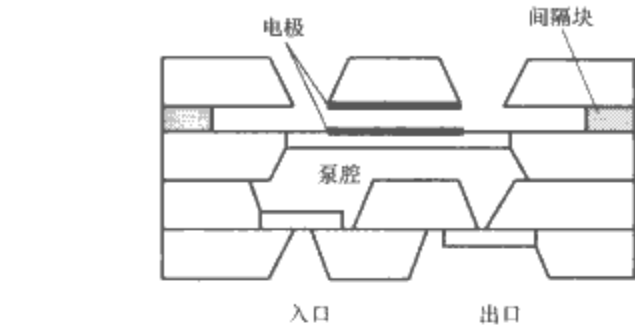


图 9.3-26 德国研制的静电微泵结构

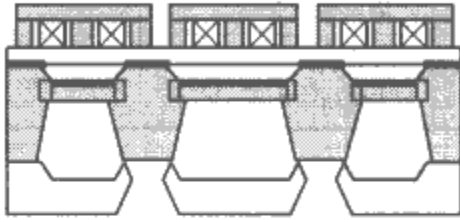
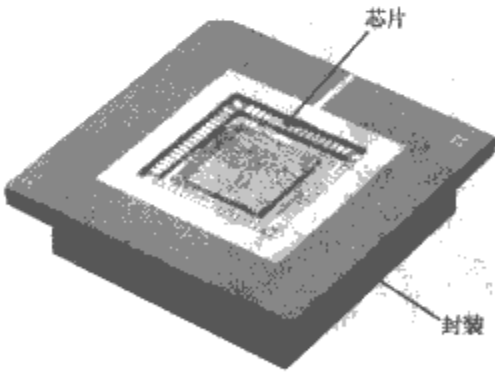


图 9.3-27 美国研制的电磁微泵

4.3 微系统

微系统是指可以批量制造的集微结构、微传感器、微执行器，以及信号处理和控制电路于一体的器件或系统。微系统由四个基本模块构成：传感器模块、执行器模块、信号处理模块、外部接口模块。由多个独立元件或模块组成的特定装置为混合集成的微系统，也叫模块化微系统，如图 9.3-28 所示。将大量元件集成在同一硅片上称为片上微系统，其要求不同元件的加工工艺具有很好的兼容性。由此可见，集成技术也是微系统的关键技术。微系统集成技术主要包括三种技术：微电子和微机电系统器件技术、微系统工程技术、微系统封装技术。微系统封装技术包括了微电子封装部分，但是又与微电子封装有很大的差别，微系统封装是三维结构器件的封装，没有标准封装工艺，对环境更加敏感，封装成本远远高于微电子封装。一个封装好的片上集成微系统如图 9.3-29 所示。这里仅介绍几种典型的微系统。



面，微机器人尺寸要小；另一方面，微机器人利用微机电系统技术（如微传感器与微电子）或服务于微机电系统技术（如微装配、微移动和微检测）。图 9.3-30 所示为放在硬币上的微机器人。微机器人的重要优势是隐蔽性好、耗能低。根据不同的功能和应用，需要有很多种微机器人。实现侦察、保障、排雷、防化、进攻、防御的机器人有机器人地雷、机器人坦克、智能枪、智能火炮、排雷（弹）机器人、

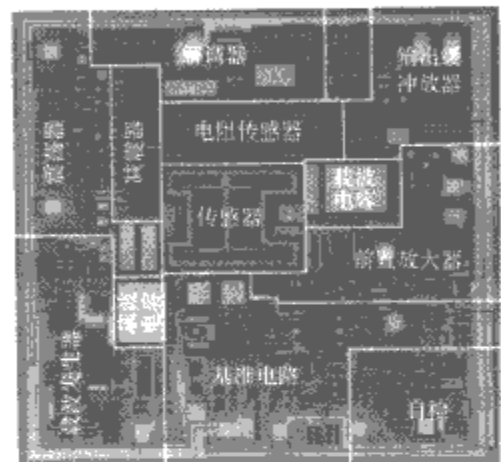
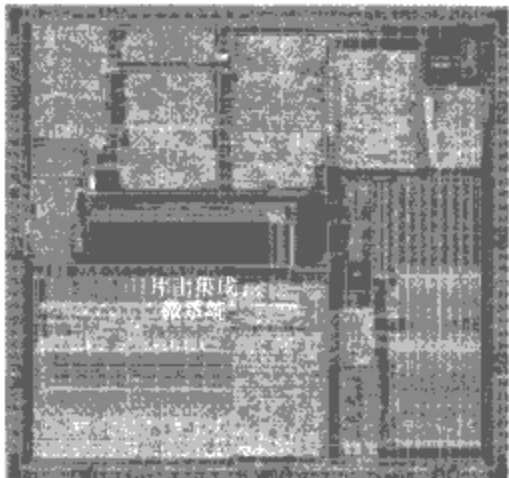


图 9.3-29 片上集成微系统芯片

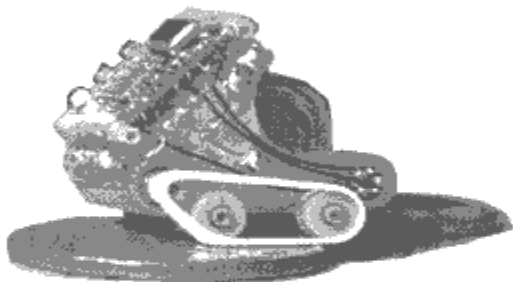


图 9.3-30 放在硬币上的微机器人

防核生化机器人、侦察机器人、智能飞机、智能导弹、机器人潜水器等。用于医疗中的有显微手术刀，用于微纳米位移的有精密工件台等。

4.3.2 微型工厂和微光学系统

微型工厂是利用微型制造工具在很小的空间内实现低能耗微型器件的制造。日本研制的桌面工作的微型工厂可以实现微型元器件的加工、装配和运输。在器件加工中，主要利用扫描隧道显微技术；在器件装配中，主要是利用多个多点微型机械手（机器人）；而在器件输运中，利用许多执行器，这些执行器可以独立工作，也可以协同工作。

微光学系统是一个三维空间集成光学系统，在同一硅片上实现了激光器、菲涅耳透镜、旋转分束器、旋转光栅、反射镜、探测器和有关执行器（实现元件旋转）的集成，如图 9.3-31 所示。这样的系统通过微加工技术可以实现光学元件的准确定位。

4.3.3 微能源系统

由于给大量的无线传感器网络节点更换电池或充电是不现实的，因此微机电系统及无线传感器（执行器）网络迫切需要长寿命微能源系统。现有能量存储型和能量捕获型两类微能源，但是每种微能源的应用均受到一定的限制。能量存储型微能源是将能量或燃料提前存储于电池或装置中，使用时将其他形式的能源转化为电能，如微型锂电池、微型镍锌电池以及微型内燃机系统、微型燃料电池、微型核电池等。

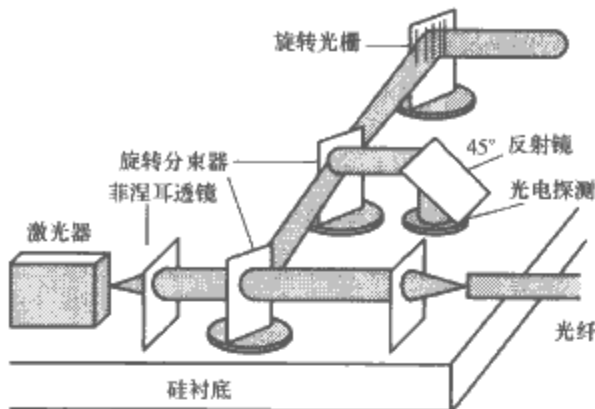


图 9.3-31 微光学系统

能量捕获型微能源是将环境中存在的能量（光能、热能、振动能等）实时地转化为电能，如微型光伏电池、微型温差电池、微型振动式发电机等。

微能源的选择取决于应用对象的特点和需求。硅光伏电池工艺具有很好的集成电路兼容性，更适合未来片上集成技术的要求。一个完整的微能源应该包括能量转换（捕获）子系统、能量存储子系统和能量管理子系统三个部分。研制长寿命微能源是无线传感网长时间工作及其推广应用的关键环节。

4.3.4 智能尘埃和硅固态卫星

美国在 21 世纪初设想了 $1.2\text{mm} \times 1.2\text{mm} \times 1.2\text{mm}$ 的智能尘埃（smart dust mote, SDM），如图 9.3-32 所示。SDM 包含传感器、执行控制器、光学信息传输系统、光伏微能源（光电池、储能电池和电容、控制系统）。图 9.3-33 所示为美国提出的硅固态卫星的概念图，这个卫星除了蓄电池外全由硅片构成，直径仅 15cm。这些都是微机电系统智能化、小型化和实用化的自供能微系统，其军事应用潜力不可估量。

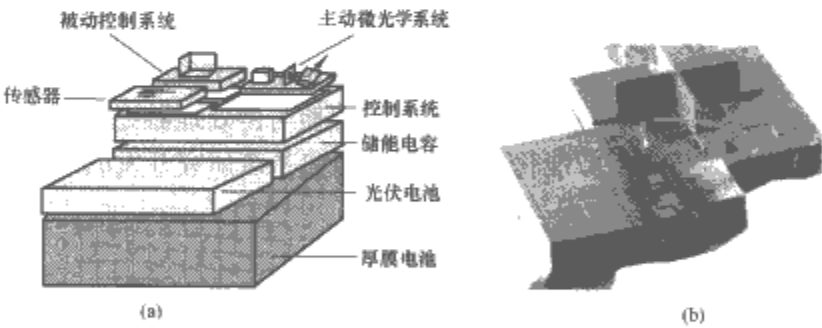


图 9.3-32 智能尘埃结构示意图和部分实物图
(a) 结构图；(b) 实物图

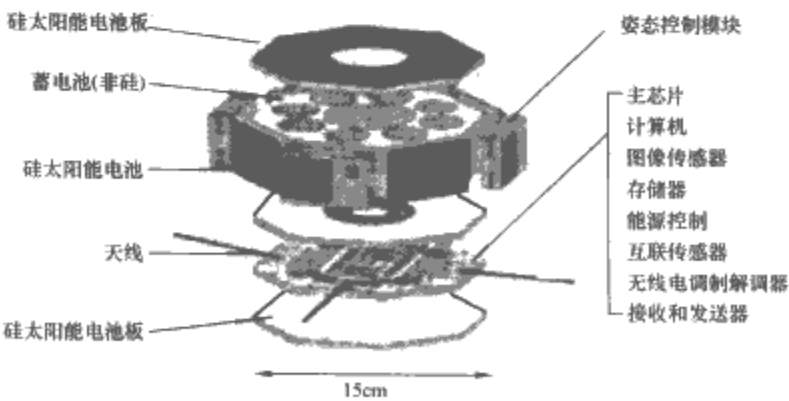


图 9.3-33 美国提出的硅固态卫星的概念图

5 微机电系统电路基础

传感器感知的信号通过执行器执行其指令发挥传感或执

行的作用，需要将传感器感知的信号转换为可以处理和显示的信号，这里涉及到微机电系统中传感器等器件的驱动、信号或数据处理和接口电路技术。通常，微传感器和微执行器的输出信号较弱，有时需要多传感器或执行器阵列同时工作，因此需要对信号进行放大、补偿、滤波、A/D或D/A变换和处理，一般采用数字信号处理技术。对于不同原理的传感器和执行器或不同的应用需求，其驱动电路、信号处理技术与接口是不同的。在常规的传感测试技术中，已经有一些相关专著或手册。这里介绍几种半导体集成的传感器的基本电路。

5.1 传感器基本电路

(1) 驱动电路。通常使用的驱动电路有恒压驱动电路和恒流驱动电路。前者电路简单，适用于精度不高的场合；后者电路复杂，适用于高精度场合。有的传感器适合采用恒压驱动电路，有的传感器适合采用恒流驱动电路，需要根据使用场合、目的和驱动对象而定。有时，还需要采用高频矩形脉冲驱动电路。

(2) 放大电路。传感器在驱动电路的驱动下输出的电压最多数十毫伏，需要放大电路将其放大到伏特量级，通常由运算放大器实现这一目的。运算放大器的选择和使用非常重要。

(3) 线性电路。高精度线性输出和测量需要的线性电路。

(4) 特征电路。由于传感器的种类、特征和应用需求的不同，需要特征电路。例如补偿电路、偏置电压电路等。

5.2 半导体集成传感器基本电路

前面介绍了微机电系统集成有两种方式，即混合集成和片上集成。虽然片上集成技术和产品还不够普及，但是已经实现了某些传感器与信号处理和放大电路的集成，构成单片集成传感器。这种集成不但提高了传感器的性能和可靠性，减少了成本、能耗和体积，同时传感器与微处理器更便于结合以实现传感器智能化，这正是微机电系统研究开发的方向和追求的目标。

5.2.1 电磁微传感器基本电路

(1) 线性集成霍尔传感器。线性集成霍尔传感器是将霍尔元件与放大电路集成在一起的新型霍尔传感器。其输出信号与磁感应强度成比例。典型电路如图 9.3-34 所示，图中 V1、V2 及 R₁~R₅ 组成第一级差分放大，V3~V6、R₆、R₇ 组成第二级差分放大，第二级差分放大采用达林顿对管，射极电阻 R₈ 外接，适当选取 R₈ 的阻值，可以调整该极的工作点，从而改变电路增益。在电源电压为 9V，R₈=2kΩ 时，全电路增益可以达到 1000 倍左右，与分立元件霍尔传感器相比，灵敏度得到很大的提高。

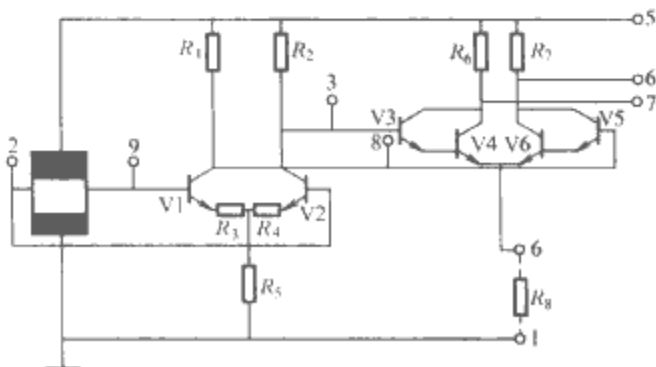


图 9.3-34 线性集成霍尔传感器典型电路

(2) 磁强计。应用隧道原理制备的磁强计如图 9.3-35 所示。在偏转电极下的膜片上加工螺旋线圈，线圈通过电流时，电子在磁场作用下产生洛伦兹力，导致膜片变形，隧道间隙（电流）变化，反馈电路通过静电致动使膜片抵消洛伦兹力，恢复原来的位置，并检测磁场强度。

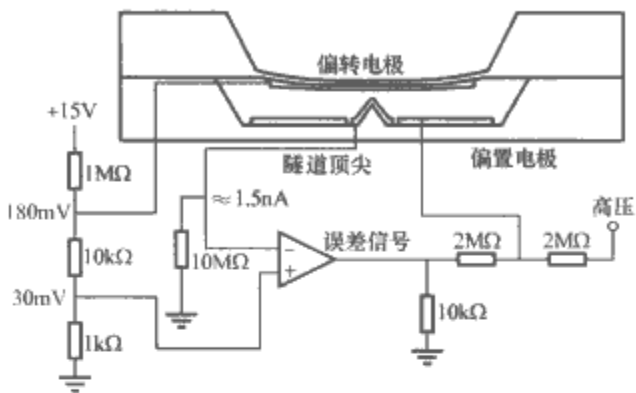


图 9.3-35 隧道磁强计原理图

5.2.2 集成温度传感器

集成温度传感器是将 PN 结及辅助集成电路集成在同一芯片上的新型温度传感器，可以直接给出正比于绝对温度的理想线性输出，广泛用于 -50~+150℃ 温度范围内的温度监测、控制和补偿。电流型集成温度传感器如图 9.3-36 所示，V1 和 V2 的基极—发射极结为 PN 结对构成的温敏部分。电阻 R₁ 上的电压应为 V1 和 V2 基射结的电压差

$$\Delta U_{be} = (KT/q)\ln(A_2/A_1) \tag{9.3-4}$$

式中：K 为玻尔兹曼常数；q 为电子电荷；T 为 PN 结的绝对温度；A₁、A₂ 分别为 V1、V2 的基射结面积。

由于 V1 和 V2 的电流相等，所以电路总输出电流 I_{out} 为流过 R₁ 电流的 2 倍，即

$$I_{out} = 2 \Delta U_{be} / R_1 = (2KT/q)\ln(A_2/A_1) \tag{9.3-5}$$

可见，如果 R₁ 的温度系数为零，那么，总电流 I_{out} 正比于绝对温度 T。

电压型集成温度传感器如图 9.3-37 所示，图中 V5 的基射结电压和基射结面积都与 V3、V4 相同，所以流过 V5 和 R₂ 的电流与流过 V3、V2、R₁ 及流过 V4、V1 的电流都相同，因此，输出电压为

$$U_{out} = 2 \Delta U_{be} / R_1 = (R_2 KT / R_1 q)\ln(A_2/A_1) \tag{9.3-6}$$

可见，如果 R₂/R₁ 为一常数，就可以得到正比于绝对温度的

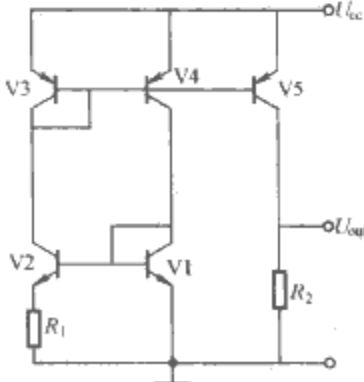


图 9.3-37 电压型集成温度传感器

输出电压。

采用 TMP35/36/37 进行的平均温度测量的实际电路如图 9.3-38 所示。电路输出电压为

$$U_{\text{out}} = U_0 + (2K/R_1 q) \ln(A_2/A_1)(T_1 + T_2 + T_3)/3 \quad (9.3-7)$$

采用 TMP35 和 TMP37 时, $U_0=0$; 采用 TMP36 时, $U_0=500\text{mV}$ 。

采用 TMP36 的温度差测量电路如图 9.3-39 所示,图中 OP193 对 V_1 和 V_2 两温度转换电压 U_1 和 U_2 进行差动放大。由于 OP193 为单电源工作的放大器,不能输出负电压,为了适应可能出现的 $V_1 > V_2$, 即 $U_1 > U_2$ 的情况,在 OP193 的同相端加入了 $1/2$ 电源电压 $U_s/2$ 作为偏置电压。因此,电路输出电压为

$$U_{\text{out}} = U_s/2 + (2K/R_1 q) \ln(A_2/A_1)(T_2 - T_1) \quad (9.3-8)$$

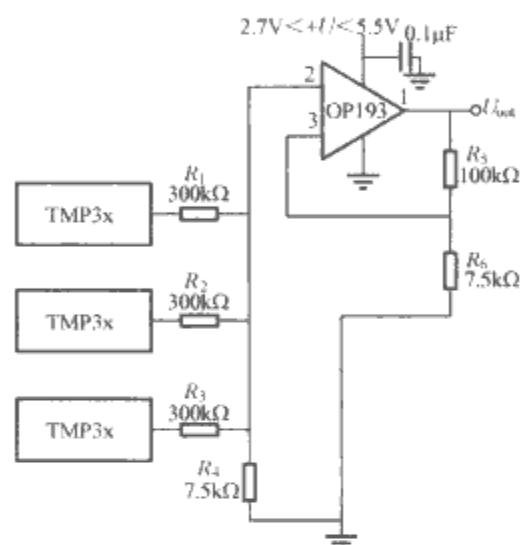


图 9.3-38 采用 TMP3x 的平均温度测量电路

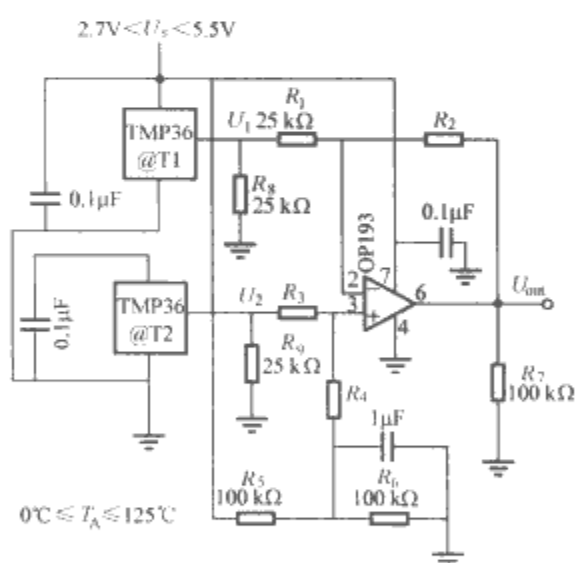


图 9.3-39 采用 TMP36 的温度差测量电路

5.2.3 集成压力传感器

MPX3100 是摩托罗拉公司 X 型压力传感器, 其量程为 $0 \sim 100 \text{ kPa}$ 。按被测量的对象可分为差压、表压和绝对压力三种形式, 它集应变仪、温差补偿、校准和信号处理于同一芯片上, 经过计算机控制的激光修正, 具有精度高、补偿好、性能可靠、使用方便等特点。图 9.3-40 为 MPX3100 的内部线路图, 其中 X 型压敏电阻为其敏感元件; OA1 用以补偿压力传感器的零位温漂, 并使输入阻抗提高; OA2 将差分输入转换为单端对地输出, 并起阻抗转换作用; OA3 为精密电压基准, 其作用是校准整个系统的零位输出电压, 该电压由 X 型压敏电阻的失调电压及 OA1、OA2 和 OA3 的

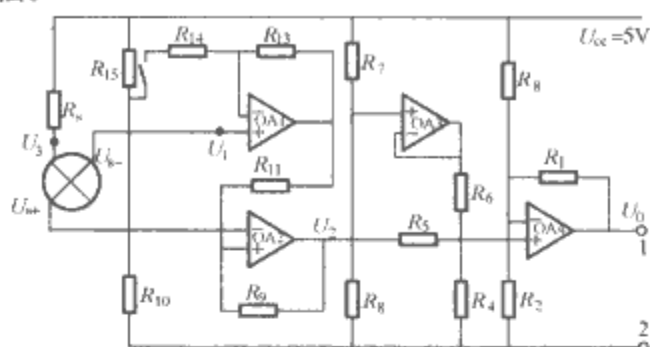


图 9.3-40 MPX3100 压力传感器内部线路图

5.2.4 集成加速度传感器

图 9.3-41 所示为 ADXL50 集成加速传感器电路框图。它由加速度传感器、振荡器、解调器及放大器等组成,此外,芯片内还集成 3.4V 的基准电源。

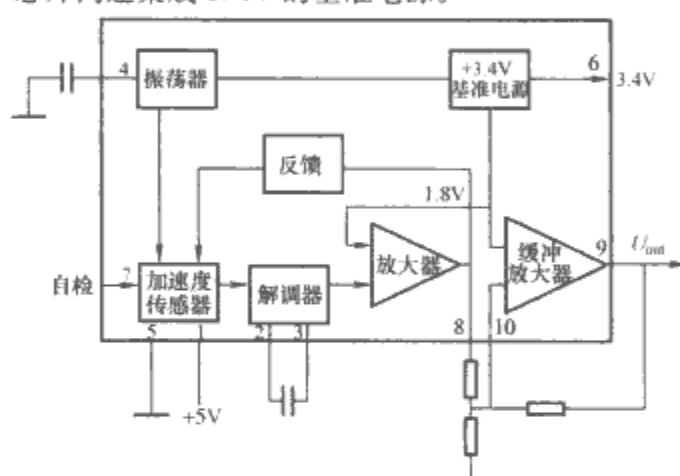


图 9.3-41 ADXL50 集成加速传感器电路框图

美国 S. B. Waltman、W. J. Kaiser 于 20 世纪 80 年代末研制的隧道加速度计的原理和电路图如 9.3-42 所示。两电极上加载 30~100mV 的偏压，双压电晶体驱动器使悬臂梁弯曲，悬臂梁上的电极与隧道间隙减少产生隧道电流，达到预设值 (0.1~1.0nA) 时加速度计进入工作状态，工作中 (加速计加速运动使悬臂梁运动) 隧道间隙 (电流) 变化将导致反馈电路输出到双压电晶体的驱动电压发生变化，直到隧道电流恢复稳定，据此可测定加速度。

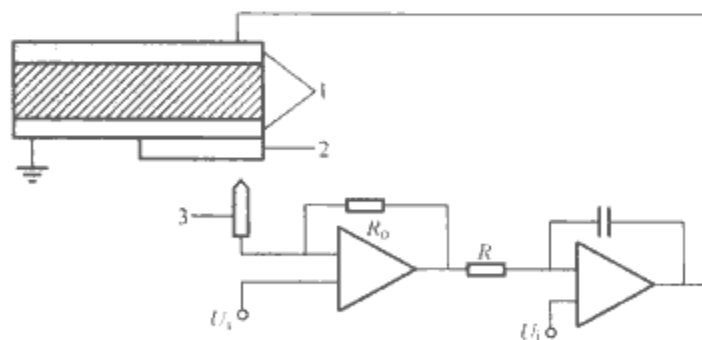


图 9.3-42 小型电子隧道加速度计原理和电路图
1—压电晶体; 2—金薄膜; 3—隧道针尖

6 微机电系统应用

生活中人们随时可以感受到微机电系统的应用带来的益处。各种电子办公设备、手机、高密度存储和显示、光谱分析、磁盘、相机、摄像机等,都应用了微机电系统技术和产品。微机电系统在航空、航天、汽车、生物医学、环境监

控、军事、日用电器等领域中都有着十分广阔的应用前景。

6.1 微机电系统在军事中的应用

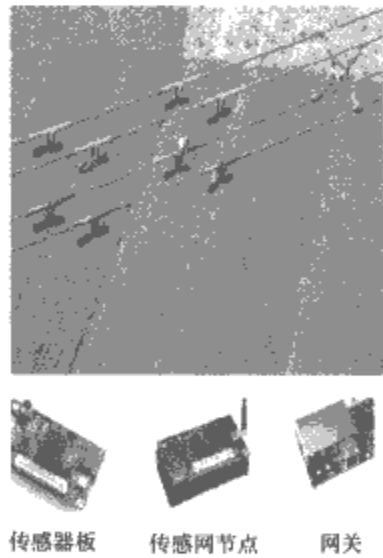
微机电系统电磁传感器、声传感器、化学传感器和惯性器件在军事中具有重要的应用。微陀螺仪、加速度计可以实现对各种飞行器等移动物体的识别、跟踪和定位。微惯性传感器及微型惯性测量组合可以应用于制导和卫星控制。磁传感器可以通过测量地磁场的变化，确定子弹在飞行时的转速、检测武器的攻击状态。温度和化学传感器可以测量战场的环境变化。化学传感器、微光谱仪可以识别化学武器（毒气）。应用微系统技术研制的微型卫星，将对作战信息的全面获取具有重要意义。

微型无人驾驶飞机用于低空侦察、通信、电子干扰和携带武器进行攻击等任务，可减少人员伤亡。微型机器人通常具有传感系统、信息处理系统、自主导航系统、机动系统、通信系统、破坏和驱动系统，它具有更大的自主能力，与无人驾驶飞机一起，可以更好地完成识别、侦察和进攻任务。

6.2 微机电系统在电气工程中的应用

6.2.1 微机电系统在汽车中的应用

汽车工业正向智能、环保、舒适和安全等方向发展，这已经成为传感器的第二大市场。发动机控制和传动系统、制动牵引系统和环境等需要压力传感器测量气压、燃料压力、排气流量、轮胎压力、液压、座椅和空调压力。安全气囊、悬挂系统和防锁定制动系统需要加速度传感器。一般汽车需要几十个传感器，豪华汽车则需要几百个传感器。



6.2.2 微机电系统在生物和医学中的应用

微机电系统生物应用的代表是生物芯片，生物芯片主要应用于蛋白质和基因分析微阵列芯片、片上实验室和微流体芯片。典型的芯片实验室是微流体器件、微化学器件、微电子器件和微光学器件的集成。利用硅微加工技术，将微泵、微阀及微传感器制作在同一硅片上，构成集成微流量控制系统，这在微量化学分析、生物医疗中的微量药物控制中有重要的应用。

微机电系统医学应用范围包括外科设备、医疗器械、可植入人体的传感器和微系统。主要有一次性压力传感器、加速度计、药物输送泵、诊断和治疗智能药丸、血液和气体传感器、心脏起搏器，耳蜗听觉植入、微内窥镜、外科显微手术器械等。

6.2.3 微机电系统在电力系统中的应用

无线传感器网络是由大量多功能传感器节点组成的可协同工作且面向分布式自组织网络的计算机系统。无线传感器网络的用途十分广泛，在电力行业中也能够得到有效的应用。节点可以部署于高空高压电网或发电机房等，节点能够长期高效地采集有效数据，从而免去人工检查的繁琐工程和维护次数，并且减少有线监控的高额成本。每个传感器节点部署在高压输电线上，而网关固定在高压输电塔上，克服了超高压大电流环境中在线监测装置的电磁屏蔽、工频干扰、电晕干扰、在线监测装置的长期供电等技术难题；解决了无线数据传输、多参数信息监测与集成等关键技术问题。无线传感器网络的优良特性将为电力系统提供更加广泛和完善的解决方案，如图 9.3-43 所示。

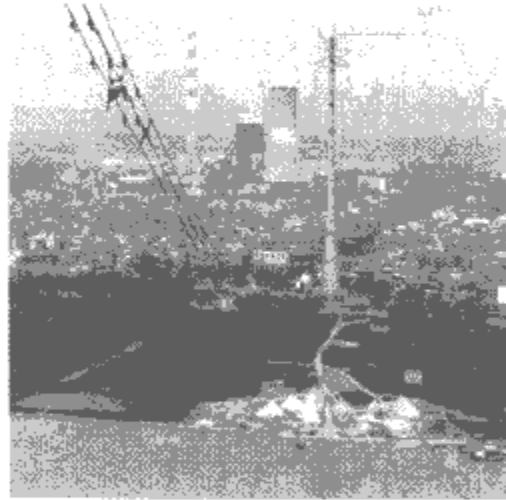


图 9.3-43 无线传感器网络在电力系统中的应用

第4章 磁流体技术

1 概述

当磁场中的导体在沿垂直于磁场的方向运动时,就在磁场和导体运动的正交方向上产生电场,这就是人们熟知的法拉第电磁感应定律。如果连接成回路,则在导体中沿电场方向上产生电流;或者在导体中外加垂直于磁场方向的电流时,由于电流和磁场相互作用,在导体中沿电流和磁场的正交方向上产生力,称为洛伦兹力,该力是一种作用于导体的体积力,它又对导体的运动产生作用。不管导体是固体、液体或气体,上述本质都是一样的。这种相互作用的存在,就把导电流体在磁场中的受力及运动和通常的电磁现象紧密地结合起来。处理这类问题,既不能只用普通的流体力学理论,也不能只用普通的电动力学理论,这就产生了结合这两个古老学科的新学科,即所谓的磁流体动力学(Magnetohydrodynamics, MHD),研究导电流体与电磁场相互作用的力和运动的规律。

在应用中,导电流体通常指等离子体、液态金属、酸碱水溶液、一些盐类的水溶液和血液等。

等离子体从整体来看是电中性电离气体,含有足够多的自由带电粒子,所以它的动力学行为受电磁力支配。宇宙中的物质几乎全都是等离子体,但对地球来说,除大气上层的电离层和辐射带是等离子体外,地球表面附近(除闪电和极光外)一般不存在自然等离子体,但可通过气体放电、燃烧、电磁激波管、相对论电子束和激光等方法产生人工等离子体。

液态金属包括自然界的水银、地核熔融物质以及工业应用中的熔化金属等。

本章简要介绍磁流体技术及其工业应用,主要阐述磁流体发电和磁流体推进的基本原理和技术特点,介绍开环磁流体发电系统和超导磁流体船舶推进系统中的磁流体动力学问题,给出了磁流体发电机和船舶磁流体推进器的性能;同时,简要介绍了世界上主要的磁流体发电和磁流体推进试验装置。本章还对磁流体技术的最新发展,如在电磁冶金、超音速飞机和海水流动控制,以及油污海水的分离回收等工业过程的应用进行了简单介绍。

2 磁流体发电技术

2.1 磁流体发电的原理及其特点

磁流体发电是将热能直接转换成电能的新型发电方式,它的基本工作原理是法拉第电磁感应定律,与传统发电机不同的是用导电流体代替固体导体。如图9.4-1所示,当导电流体以一定的速度通过流动方向垂直的磁场时,就在磁场和导体运动的正交方向产生感生电动势,接上负载就产生电流,从而输出电能。

磁流体发电的三个必要条件:流体必须具有一定的电导率、流体必须有一定的速度、必须有一定强度的磁场。

对于流体的电导率,一般要达到几个西门子每米以上,在高温燃气中添加少量(约占总量的2%)碱金属盐类,如

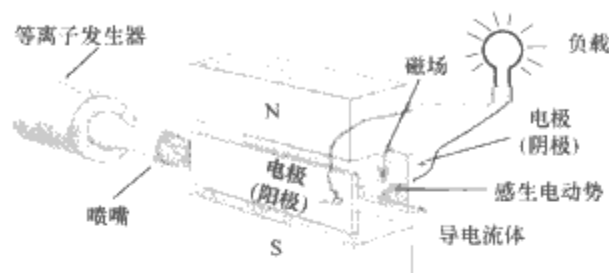


图 9.4-1 磁流体发电基本原理示意图

钾、钠、铯的盐类,就能使燃气获得高达 $20 \sim 30 \text{ S/m}$ 的电导率。对于导电气体的流速一般在 1000 m/s 左右,一般将其马赫数控制在 $0.8 \sim 2.0$ 。对于磁场,普通电磁铁场强一般不高于 2.5 T ,而超导磁体的场强可达到 5 T 以上,实用的磁流体发电机组一般均采用超导磁体。

磁流体发电的特点是效率高、单机容量大、机组启动快、环境污染小、节约用水。

磁流体发电工质的运行温度高,如果将磁流体发电作为一般蒸汽或燃气电站的前置组成联合循环机组,实现两次发电,就能达到较高的热电转换效率。如果磁流体发电效率为 20% ,普通蒸汽发电效率为 40% ,则联合循环总效率为 52% 。

磁流体发电没有转动部件,其单机容量可以做得很大,机组越大发电机的损耗,如热损失、边界层摩擦损失比例越小,因此磁流体发电机实用容量一般在几十万千瓦以上。

磁流体发电机从启动至达到额定工况可在毫秒到数秒时间内实现,因而磁流体发电机可作为特殊用途电源。

磁流体发电添加的碱金属电离种子与硫化合回收而自动脱硫,结果使烟气中几乎没有氧化硫污染物。磁流体发电联合循环热效率高,生产每千瓦时电所排放的二氧化碳比常规电厂要少,冷却水排出的热量估计要少 $1/3$,可使电厂节约用水 $1/3$ 左右。

2.2 磁流体发电机的分类及其应用范围

磁流体发电按其工作循环、使用的一次能源、使用的工质及用途等可分为许多种。就工作循环分,可分成开环磁流体发电和闭环磁流体发电。开环磁流体发电广泛地使用化石燃料的燃气作为工质,特殊用途也有使用高能火箭燃料和炸药作为工质的。闭环磁流体发电往往使用惰性气体,如氦、氩和液态金属作为工质,热源依旧是化石燃料(也可以是太阳能、核能),不过是通过某种热交换装置把热能传给惰性气体或液态金属。

磁流体发电机可应用于民用电厂和特种用途发电机。前者包括基本负荷电厂和调峰用发电机组;特种用途多用作大功率短时间电源,包括脉冲式和可移动式磁流体发电机,如军用和科学实验用特种电源,地震预报和地质勘探用的电磁探测器电源等。

图 9.4-2 所示为磁流体发电的简要分类。

开环磁流体发电是指发电工质直接排向大气而不循环使用,开环磁流体发电机广泛使用化石燃料的燃烧产物作为工

质,特殊场合也有使用高能火箭燃料和炸药等作为工质的。一般大容量基本负荷的磁流体—燃气—蒸汽联合循环电厂,和用作武器电源、地震预报、地质勘探、地球物理研究等的脉冲磁流体发电机,均采用开环磁流体发电。图 9.4-3 所示为开环磁流体—蒸汽联合循环发电系统框图,详细的部件结构将在后面的章节中介绍。

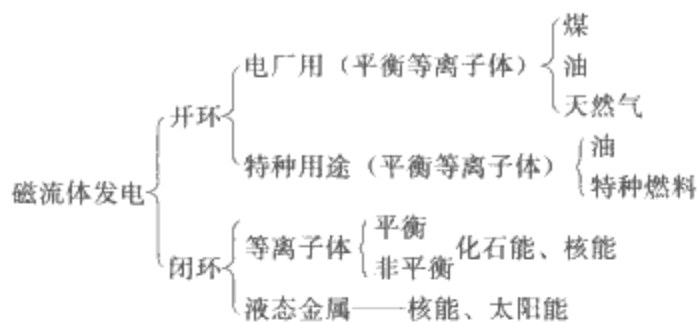


图 9.4-2 磁流体发电简要分类

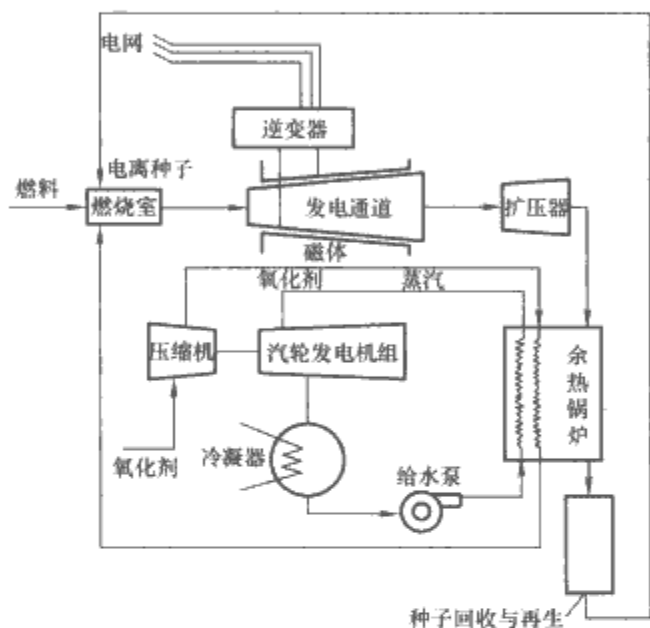


图 9.4-3 开环磁流体—蒸汽联合循环发电系统框图

闭环磁流体发电机的发电工质在热力循环中作闭合循环。闭环磁流体发电机通常使用惰性气体,如氦、氖和液态金属作为工质,热源依旧是化石燃料(也可以是核能),化石燃料燃烧产生的热能通过某种热交换装置传给惰性气体或液态金属。图 9.4-4 所示为闭环磁流体发电系统的结构框图。

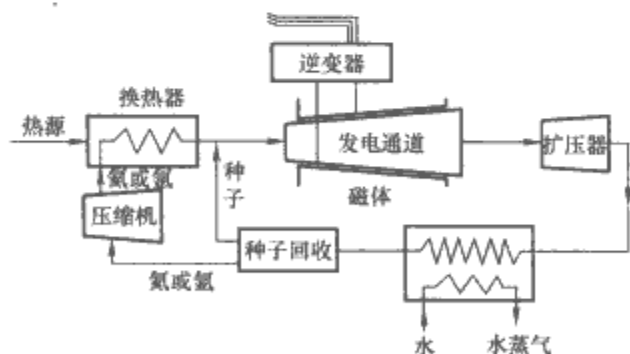


图 9.4-4 闭环磁流体发电系统的结构框图

在闭环磁流体发电系统中,盘式发电机是研究较多的,主要的研究单位都集中在日本,如东京工业大学、长岗科技大学、北海道大学等。盘式发电机的形状如圆盘,气体由盘中心流入,由外圆周流出,因此,气流是径向的,磁场垂直于圆盘,以位于中心和外圆周附近的环形电极引出电功率(见图 9.4-5)。

由于开环磁流体发电的研究开展得比较广泛,离实用化

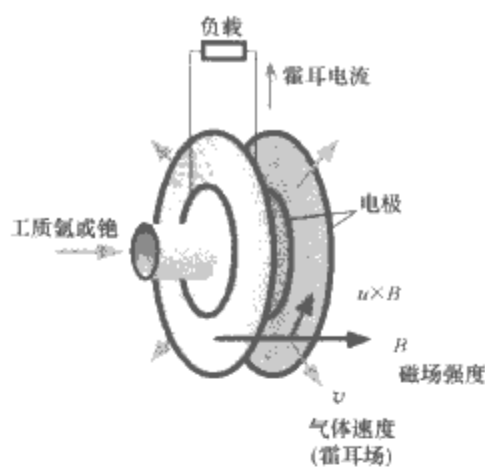


图 9.4-5 盘式磁流体发电机示意图

阶段比较接近,而且我国的研究工作主要集中在开环磁流体发电,因此本章的主要内容主要介绍开环磁流体发电技术。

2.3 开环磁流体发电系统及其主要部件

开环磁流体发电系统由等离子体发生器(燃烧室)、加速喷管、发电通道、超导磁体、功率调节系统(逆变器)、扩压器、余热锅炉、种子回收与再生等组成。

2.3.1 等离子体发生器

等离子体发生器的功能是产生具有一定电导率的等离子体。开环磁流体发电系统的等离子体发生器是一种兼有种子电离功能的燃烧室,一般使用化石燃料,如天然气、重油和煤,也可使用爆炸等方法产生等离子体。

2.3.1.1 技术要求

与常规的燃烧室相比,技术要求有很大不同:

- (1) 特殊的种子注入和分散设计,使电离种子能充分电离,在燃烧室出口能得到尽可能高的燃烧产物等离子体电导率。
- (2) 燃烧温度最高化,运行工况余氧系数小于 1.0。
- (3) 出口处的气流参数,如温度、速度、电导率等要尽可能均匀分布。
- (4) 尽可能减少热损失。
- (5) 很好地组织强化燃烧过程,燃烧室压力为 0.2~1.0Mpa,温度为 2700~3100K,热强度要比一般工业燃烧室大一个数量级。
- (6) 对地要求绝缘,对地电压高达 20~35kV;
- (7) 对燃煤排渣型燃烧室,还要求高的液态排渣率,如 80%以上,而种子在排渣段后注入以减少种子的损失。

2.3.1.2 燃烧室结构形式和特点

根据燃料特性的不同,燃烧室的结构形式和特点均有所不同,主要有燃油燃烧室和燃煤燃烧室。

(1) 燃油燃烧室。图 9.4-6 所示为中国科学院电工研究所 2 号磁流体发电机 75MW 油—氧燃烧室结构,它由头部、筒体和加速段三大部分组成。燃烧室头部是双层腔体,油—种子腔和氧腔分别与油—种子喷嘴和氧喷嘴相连通,这些喷嘴按棋盘式均匀排布在头部的面板上,为电离种子提供热电离的良好条件,油与种子经预混合器混合才进入燃烧室头部。筒体与加速段是夹层结构,其中通水冷却。电离种子的停留时间约为 5ms。

(2) 燃煤燃烧室。燃煤燃烧室可分为不排渣和排渣型两大类。

1) 不排渣型燃烧室具有结构简单,体积小,热损失小,电绝缘问题易解决,易获得较高的出口电导率等优点。但是种子会与渣反应生成不溶性钾盐,使电离种子回收率大大降

供的截面积， S_2 为通道内腔气流的流通面积，则 K 为磁体利用率，且 $K=S_2/S_1$ ，6 个通道磁体的利用率见表 9.4-1。

表 9.4-1 磁体利用率表

| 通道 型号 | CDIF-1A1 | CDIF-1B2 | CDIF-1A4 | AVCO MarkVI | U-25B | KDF2-6 |
|-------------------------|----------|----------|----------|----------------|-------|--------|
| 国家 | 美国 | 美国 | 美国 | 美国 | 俄罗斯 | 中国 |
| S_1 (m ²) | 0.504 | 0.504 | 0.504 | 0.3 | 0.352 | 0.358 |
| S_2 (m ²) | 0.075 | 0.129 4 | 0.095 7 | 0.034 9 | 0.076 | 0.096 |
| K | 0.148 | 0.257 | 0.190 | 0.126 | 0.216 | 0.268 |

- (2) 通道必须具有很好的气密性和很高的结构强度。
- (3) 有效的冷却结构和系统。

2.3.2.3 通道结构的电气设计

整个通道必须与地绝缘，所有冷却水管及测量管路的连接均要有绝缘措施。绝缘壁上相邻的绝缘钉块之间的绝缘材料，不仅性能要好，而且不能是多孔性的，否则，电离种子在运行中会渗透进去破坏绝缘。为防止钉块之间发生电弧，必须减小钉块尺寸，具体做法是根据工艺水平，尽量做小。另外，不用钉块结构，而用斜条结构，斜条基本上处于等电位上，可以减少法拉第方向的泄漏和击穿。

电极间击穿和产生电弧是通道电性能恶化和寿命缩短的一个重要因素。阳极间电弧在磁场作用下会压向壁面，为此电极节距要做得尽可能小，与绝缘壁相比电极间更要采用较好的绝缘材料，一般在气体侧也采用氮化硼或赛亚龙，在它们的后面则用硅橡胶。电极块表面温度一般控制在 500~800K 范围内，温度太高容易发生电击穿，温度太低，同样也会使电离种子和水分渗透到与电极相邻的绝缘块中或积存在电极之间，形成严重的电泄漏。

2.3.2.4 磁流体发电机的电极

研制电极的任务，包括筛选和研制电极材料，设计合理的电极壁结构并保证它们的最佳运行条件。广泛使用金属电极、高温电极。表面温度高于 2000K 材料中，石墨电极只能用作脉冲磁流体发电机的电极，氧化锆和铬酸钙镧只能用于干净燃料磁流体发电机电极，而燃煤磁流体发电机则一律采用金属电极。

(1) 干净燃料磁流体发电机的金属电极。金属电极的腐蚀率与材料和表面温度有关，最有希望的阴极材料是铜合金。阳极必须由化学性能较稳定的材料制成。所有金属阳极在电流密度小于 1A/cm² 的情况下，都有可能在很好的电流传输状态下工作。电极压降是选择电极的一个重要参数，它与电极材料、表面温度等密切相关。

(2) 干净燃料磁流体发电机的陶瓷电极。干净燃料磁流体发电机广泛采用稳定氧化锆作为电极材料，氧化锆 (ZrO₂) 在常温状态下是绝缘材料，在高温状态下是导电材料。这种电极材料的优点是可使电极在高温下工作，电极压降小，热损失少，发生电弧的几率也比较小。常用稳定剂为氧化钙 (CaO) 和氧化钇 (Y₂O₃)，加入量约为 20%。氧化锆被固定在金属基座上，构成电极单元。常用的基座由铜、黄铜或不锈钢制成，固定方法可采用镶嵌或等离子喷涂。电流引流片一般用白金和镍铬片制成，一端放入氧化锆材料内，另一端银焊在基座上。氧化锆材料的导电机理是离子导电，因此在电场作用下容易发生电解破坏。另一种广泛使用的陶瓷材料是铬酸钙镧 (La_xCa_{1-x}CrO₃)，这种材料的导电机理是电子导电，不会发生电解破坏。但它不耐燃烧气体侵蚀，且不能在较高温度下工作，因此一般制成复合材料电

极。在靠近气流侧仍用氧化锆而在与金属基座接触侧用铬酸钙镧，这样可不用电流引流片。陶瓷电极是无法直接冷却的，它的冷却要通过冷却金属基座实现。

(3) 燃煤磁流体发电机的电极。其工作特点在于有渣层覆盖和渣的侵蚀，渣层引起严重的横向和纵向漏电，阴极短路（使电极再分段）和电极侵蚀，使电极寿命受到很大的限制，并使通道性能恶化。氧和负离子对阳极表面的电化学侵蚀是阳极严重腐蚀的一个重要原因，成为研制长寿命电极的最大障碍。

美国阿夫柯公司设计的阳极用铜做基座，基座上钎焊一个白金片（帽），片的厚度约为 0.5mm，由于电流集中在电极上游，所以电极的上游角被较厚的白金片覆盖加强，它同样被钎焊在基座上，这块白金片厚度约为 2.5mm，基座本体被水冷却，电极之间用厚度约为 2mm 的氧化硼片隔开绝缘。这种结构的电极在该公司 Mark VI 型机组上进行过 1000h 试验，电极离蚀率为 1.1×10⁻⁷ g/C，据此推算，可使用 5000~8000h。阴极采用钨铜制成。

2.3.3 磁体

磁体为磁流体发电通道提供磁场。发电功率与磁感应强度的平方成正比，因此在磁流体发电装置中，磁感应强度高 达 5~8T，一般应为超导磁体。

超导磁体线圈的结构原则上有三种主要形式：鞍形、跑道形和圆形，如图 9.4-11 所示。

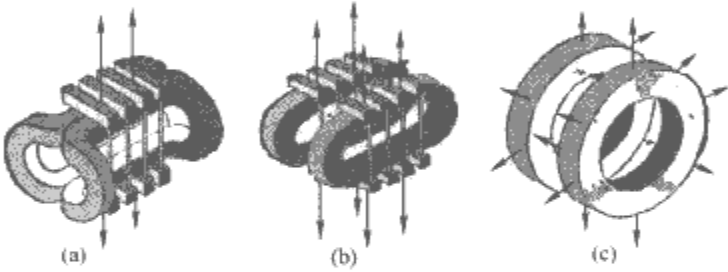


图 9.4-11 磁体线圈的三种主要结构型式
(a) 鞍形；(b) 跑道形；(c) 圆形

2.3.3.1 圆形线圈

圆形线圈结构较简单，电动力对称，易制作。这种型式主要适用于盘式发电机。日本东京工业大学的 Fuji-1 型磁流体发电装置就是一个应用实例。它的超导磁体由两个圆形线圈组成，每个线圈都有自己的杜瓦容器，每个杜瓦容器上都开有室温孔。盘式发电通道安装在两个杜瓦容器之间，当发电通道两侧的超导线圈通以相同方向电流时，它们之间会产生很大的吸引力，该力最终由装设在杜瓦容器外部的 12 根不锈钢大螺栓来承受。在杜瓦容器内部，每个线圈由 4 个互相嵌套的玻璃环来支承，这种支撑结构既能传递很大的力，又具有很大的热阻，可以避免有太多的热量沿着它从外部传进来。当需要安装或更换盘式通道时，可以卸掉那 12 根大螺栓，并把可活动的那一侧杜瓦容器沿着轨道推走，这样就腾出了足够宽敞的工作场所。

2.3.3.2 跑道形线圈

跑道形线圈形状似运动场上的跑道，它和鞍形线圈一样，适用于直线型发电通道磁流体发电机。跑道形线圈主要部分是两根互相平行的直线段，两端则做成半圆形。两条直线段在通电时，所受电动力很大，而且无法被导线本身的张力平衡，因而需要较强的支承结构。日本电子技术综合研究所的 5 号磁流体发电机就是采用这种形式的超导磁体。

2.3.3.3 鞍形线圈

把跑道形线圈两侧的直线段尽量向中间靠近，并把两个

跑道形线圈的端部各自向外侧弯曲 90° ，就构成所谓的鞍形线圈。这样改形，增加了线圈绕制和绑扎的难度。分析计算表明：鞍形线圈的中心场比跑道形线圈提高约 $1/3$ 。然而，其靠近端部磁场衰减较快，在同样有效段场强要求（如不低于 $0.8B_0$ ）下，有效段长度要比跑道形线圈短。因此，这样改形有得也有失，明显的好处是大大增强了工作空间磁场的强度。所以，世界各国已经研制成的磁流体发电超导磁体，大多选用鞍形线圈。

图 9.4-12 为中国科学院电工研究所为磁流体发电研制的鞍超导磁体系统。它是一个由 17 层共 34 饼鞍形线圈串联组成的圆鞍形超导磁体，线圈采用 NbTi 超导线绕制。杜瓦卧式布置，温孔直径 440mm。磁体采用液氢冷却，中心场强为 4T，磁场储能 8800kJ。

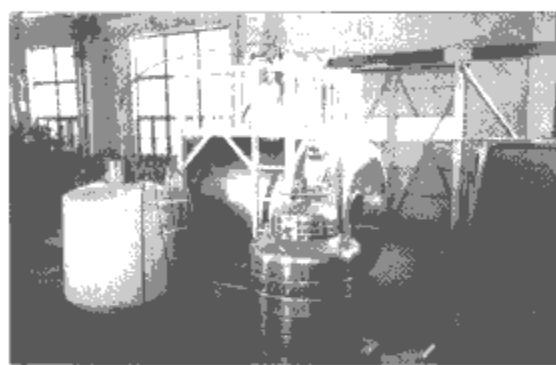


图 9.4-12 磁流体发电用大鞍超导磁体系统

2.3.4 加速喷管和扩压管

2.3.4.1 加速喷管

磁流体发电机的加速喷管连接在燃烧室和发电通道之间，用来将燃烧室产生的等离子体加速到所需的速度，进入发电通道。根据发电通道的要求，喷管可有亚音速喷管和超音速喷管。磁流体发电机的喷管结构有如下特点。

一般喷管的几何形状上要从燃烧室的圆形过渡到通道的矩形，在不脱硫条件下，喷管要做得越短越好，以减少热损失。喷管一般做成水冷金属壁结构，有时也将燃烧干净燃料的磁流体发电机喷管的前段做成半热壁，在水冷金属壁上覆盖耐火材料。靠近通道处，往往有漏磁，为了减少环流损失，在靠近通道有效段处喷管有时也做成分离元件型式，四壁互相隔开绝缘。更多情况是在通道有效段与喷管之间设一过渡段，它往往是等截面的结构，与通道有效段类似，且与通道做成一个整体。

2.3.4.2 扩压器

磁流体发电通道和排气管道之间必须通过扩压器连接起来。这就保证以最小的损耗使得发电通道出来的气流从低于大气压力过渡到接近或略高于大气压力，同时，气流速度也降低到较低的水平。如果没有扩压器，激波就有可能进入发电通道，恶化后者的性能。

根据通道出口速度不同，扩压器有亚音速扩压器和超音速扩压器两种。衡量扩压器性能的主要参数为压力恢复系数，它的定义为

$$C_R = \frac{p_2 - p_1}{p_{01} - p_1} \quad (9.4-1)$$

式中： p_1 、 p_2 分别为扩压器入口与出口静压； p_{01} 为入口总压。

亚音速扩压器是一个流通截面不断扩张的管道，一般扩张角控制在 2° 左右，太大可能发生气流分离。超音速扩压器一般由两段组成，第一段为等截面管道，气流在第一段中，通过激波从超音速过渡到亚音速，然后进入第二段扩张管

道，即亚音速扩压管。

2.3.5 磁流体发电的余热锅炉

磁流体—蒸汽联合循环发电的余热锅炉是一种特种余热锅炉，它与常规工业余热锅炉工作条件的差异如下：

(1) 进入余热锅炉的烟气温度比电站锅炉的燃烧温度高 200°C 左右。

(2) 进入余热锅炉的烟气中含有大量电离种子钾的化合物，它们容易与渣一起粘接在锅炉受热面上，堵塞流道。

(3) 进入余热锅炉的烟具有一定速度，一般为 $200 \sim 300\text{m/s}$ 。

(4) 余热锅炉中需设二次燃烧室，对磁流体发电燃烧室余氧系数小于 1.0 的燃气进行补燃，直至完全燃尽。

(5) 设有中温氧化剂预热器。

图 9.4-13 是上海发电成套设计研究所设计的一个特种余热锅炉，锅炉热输入约为 9MW，蒸发量约为 10t/h 。它是一台单汽包自然循环的余热锅炉，结构布置为倒 U 形。由炉膛、中温氧化剂预热器、过热器、省煤器、空气预热器等组成，炉膛分初段炉和二段炉。初段炉上布置有两台辅助燃油燃烧器，当磁流体发电机停止运行时可单独启动运行。烟气在二段炉中完成二次燃烧，氧化剂加热器将富氧空气加热至 635°C 以上，其他部件的作用与普通电站锅炉相同。

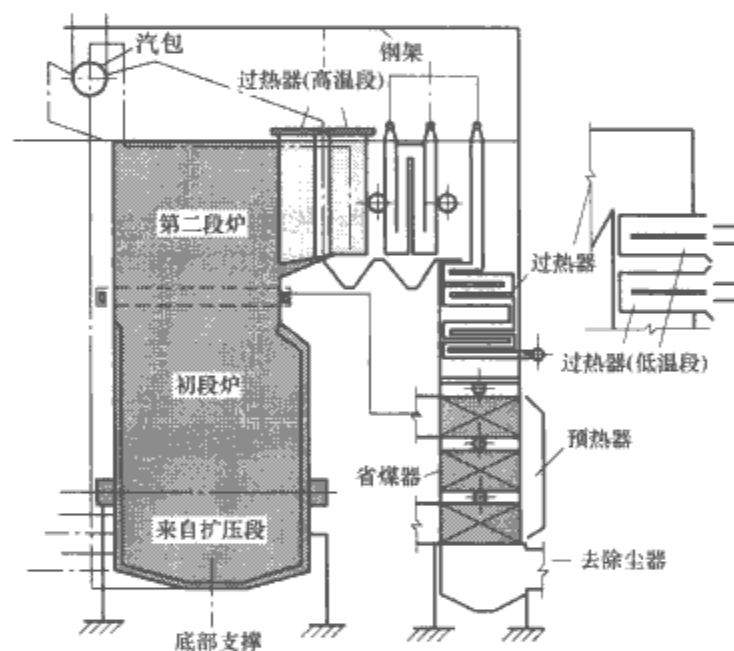


图 9.4-13 特种余热锅炉

2.3.6 功率调节系统

磁流体发电功率调节系统包括合并电路、直流滤波器、快速直流开关、主逆变器、谐波滤波和无功补偿电路等，图 9.4-14 所示为其结构框图。

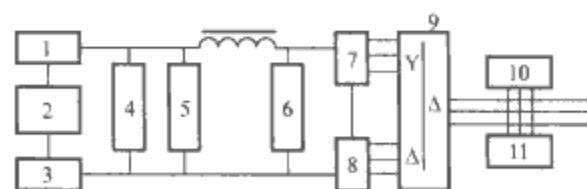


图 9.4-14 磁流体发电功率调节系统结构图

1、3—合并电路；2—磁流体发电机；4—直流滤波器；
5—直流旁通电路；6—快速直流开关；7、8—主逆变器（双桥串联）；9—主变压器；10—谐波滤波器；
11—无功补偿

在图 9.4-14 中，合并电路的作用是把若干个彼此相邻或电位相近的电极，通过适当的方式连接到一个公共功率输出端，从而达到有效减少逆变器的目的。直流滤波器的作用是滤除磁流体发电机输出电压中的低频脉动谐波，从而确保

逆变器的稳定运行。主逆变器则把磁流体发电机经合并电路输出的直流电,变换成三相交流电送入电网,运行中一旦主逆变器发生颠覆,快速直流开关将迅速切断直流电源,防止因交直流短路而损坏逆变器。为了防止合并电路与主逆变器产生的谐波污染电网,提高系统的功率因数,还必须在主逆变器的电网侧设置谐波和无功补偿电路。

合并电路实际上是一种电极电流合并输出电路,也即把若干个电极通过适当的方式,连接到一个公共的功率提取端,从而达到减少逆变器的目的,合并电路分无源合并电路和有源合并电路。

2.3.7 种子回收和再生系统

添加电离种子是提高燃烧产物电导率的一项重要措施。但从上游加入的电离种子,必须在下游加以回收再生循环使用。静电除尘回收有干法和湿法两种。尽管干法静电除尘器结构复杂、体积较大,有二次飞灰,但绝缘性能好,工作电压高且稳定,收尘效率高,同时回收的干粉种子便于循环使用。因此,它在磁流体一蒸汽联合循环中被广泛用来进行种子回收。磁流体发电用种子回收静电除尘装置可选用电站用静电除尘器适当改造而成。

钾盐(通常是碳酸钾)种子在磁流体发电过程中,与燃料中的硫化物为硫酸钾一类化合物。因此,在种子回收系统中回收的种子,一部分已经不是原先加进去的种子。如果再用它作为电离种子,就不具有脱硫作用,因此必须把回收的种子再生为原先的种子,才能重复使用,这个过程称为种子再生。种子再生方法主要有甲酸盐法、甲酸钙法、煤还原法。

甲酸盐法主要反应是硫酸钾石灰水以及煤气中的一氧化碳生成甲酸钾和硫酸钙,再在氧化炉中用空气将甲酸钾氧化成碳酸钾。

甲酸钙法包括:将天然气制成一氧化碳;一氧化碳和石灰在压力下制取甲酸钙;废种子和甲酸钙反应生成甲酸钾,并过滤煤灰和石膏;结晶干燥。甲酸钾氧化成碳酸钾。

煤还原法包括:硫酸钾还原成硫化钾;过滤脱除浸取液中的煤灰;用烟气中的二氧化碳两步碳化,提取硫化氢;以硫化氢制取元素硫;碳酸钾结晶干燥。

2.4 磁流体发电机中磁流体动力学问题

磁流体发电过程涉及流体力学和电磁学两门学科,发电通道内的过程非常复杂。首先,电磁场对导电流体的作用会引起流体运动状态的变化;其次,电磁场作用还会引起流体能量的变化。磁流体发电机主要研究的磁流体力学问题包括五个方面。

2.4.1 广义欧姆定律

磁流体发电机中至少存在两个电场,即由电动势 $\mathbf{v} \times \mathbf{B}$ 引起的法拉第电场和由 $\mathbf{w}_e \times \mathbf{B}$ 引起的霍尔电场, \mathbf{w}_e 为带电粒子沿法拉第电场方向的漂移速度。导电气体中有电子的漂移,因此,不仅要考虑法拉第电场的作用,还必须考虑霍尔效应,电流密度与上述各项因素的关系归纳为广义欧姆定律。磁流体发电机用的广义欧姆定律为

$$\mathbf{j} = \sigma(\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B}) - \frac{\omega \tau}{B}(\mathbf{j} \times \mathbf{B}) \quad (9.4-2)$$

式中: \mathbf{j} 为电流密度; \mathbf{E} 为电场强度; \mathbf{v} 为气流速度; \mathbf{B} 为磁感应强度; ω 为电子回旋频率; τ 为电子两次碰撞间的平均时间;霍尔参数 $\omega \tau$ 可用 β 简单表示。

2.4.2 磁流体动力学方程组

磁流体发电机的流动方程是建立在流体力学中有名的纳

维尔—斯托克斯(Navier-Stokes)方程的基础上的,仅是在这些方程中加进反映电磁力和焦耳发热的项。

2.4.2.1 连续性方程

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \nabla \cdot \rho \mathbf{v} = 0 \quad (9.4-3)$$

式中: ρ 为流体密度; t 为时间。

2.4.2.2 动量方程

$$\begin{aligned} \rho \frac{du}{dt} = & -\frac{\partial p}{\partial x} - (\mathbf{j} \times \mathbf{B})_x + \frac{\partial}{\partial x} \left[\eta \left(2 \frac{\partial u}{\partial x} - \frac{2}{3} \text{div} \mathbf{v} \right) \right] + \\ & \frac{\partial}{\partial y} \left[\eta \left(\frac{\partial u}{\partial y} + \frac{\partial v}{\partial x} \right) \right] + \frac{\partial}{\partial z} \left[\eta \left(\frac{\partial w}{\partial x} + \frac{\partial u}{\partial z} \right) \right] \\ \rho \frac{dv}{dt} = & -\frac{\partial p}{\partial y} - (\mathbf{j} \times \mathbf{B})_y + \frac{\partial}{\partial y} \left[\eta \left(2 \frac{\partial v}{\partial y} - \frac{2}{3} \text{div} \mathbf{v} \right) \right] + \\ & \frac{\partial}{\partial z} \left[\eta \left(\frac{\partial v}{\partial z} + \frac{\partial w}{\partial y} \right) \right] + \frac{\partial}{\partial x} \left[\eta \left(\frac{\partial u}{\partial y} + \frac{\partial v}{\partial x} \right) \right] \\ \rho \frac{dw}{dt} = & -\frac{\partial p}{\partial z} - (\mathbf{j} \times \mathbf{B})_z + \frac{\partial}{\partial z} \left[\eta \left(2 \frac{\partial w}{\partial z} - \frac{2}{3} \text{div} \mathbf{v} \right) \right] + \\ & \frac{\partial}{\partial x} \left[\eta \left(\frac{\partial w}{\partial x} + \frac{\partial u}{\partial z} \right) \right] + \frac{\partial}{\partial y} \left[\eta \left(\frac{\partial v}{\partial z} + \frac{\partial w}{\partial y} \right) \right] \end{aligned} \quad (9.4-4)$$

式中:速度 \mathbf{v} 的 x, y, z 分量分别为 u, v, w 。

2.4.2.3 能量方程

$$\rho \frac{d}{dt} \left(U + \frac{v^2}{2} \right) = -\text{div} q + \text{div}(\rho V) + \mathbf{j} \cdot \mathbf{E} + Q_R \quad (9.4-5)$$

$$v^2 = u^2 + v^2 + w^2$$

式中: U 为质量内能; q 为热流; Q_R 为辐射换热; ρ 为流体压力。

2.4.3 电磁场方程

磁流体发电机中使用的电磁场方程组也就是麦克斯韦尔(Maxwell)方程组,加上前面的广义欧姆定律,就构成发电机的电磁场方程。磁流体发电机广泛使用的电磁场方程为

$$\nabla \cdot \mathbf{j} = 0 \quad (9.4-6)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = 0 \quad (9.4-7)$$

$$\mathbf{j} = \sigma(\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B}) - \frac{\omega \tau}{B}(\mathbf{j} \times \mathbf{B}) \quad (9.4-8)$$

2.4.4 磁雷诺数

磁雷诺数定义为

$$Re_m = \mu_0 \sigma u L \quad (9.4-9)$$

式中: μ_0 为真空中的磁导率; σ 为气体的电导率; u 为气流速度; L 为气流速度特征长度。

磁雷诺数有两个物理意义:

(1) 单位体积气体所做的功与储藏于磁场中的能量密度之比值:

$$\frac{\text{气体做的功}}{\text{磁场能量密度}} = \mu_0 \sigma u L = Re_m \quad (9.4-10)$$

(2) 反映磁场的畸变程度。如果磁雷诺数中特征长度取为通道宽度 W , 则

$$Re_m = \mu_0 \sigma u W \quad (9.4-11)$$

2.4.5 互作用长度和互作用系数

为了估算在磁流体发电机中电磁效应的影响,引入了互作用长度和互作用系数,这里所说的互作用是指电磁与流体的相互作用。为达到这种作用,能对气流的压力或速度起显著影响所要求的流动长度,被称为互作用长度。它有以下两个定义。

假设 σ 和 B 为常数,而最大电流密度 $j_y = \sigma u B$, 于是按简化的动量方程,可以求出一个长度,在这个长度内流体的

速度在恒压下转化为零,可得相互作用长度 L_u 为

$$L_u = \frac{\rho u}{\sigma B^2} \quad (9.4-12)$$

另外,还可以求出一个长度,在这个长度中流体的压力转化为0,可得相互作用长度 L_p 为

$$L_p = \frac{p}{\sigma u B^2} \quad (9.4-13)$$

相互作用系数 S 描述发电机电磁作用的强弱,定义为

$$S = \int_L (\sigma u B^2 / p) dx \quad (9.4-14)$$

L_u 和 L_p 都称为相互作用长度,在两种情况下,它们都近似等于一个距离,在此距离上磁场的作用将使气体的动力性质发生显著改变。在磁流体发电机中,通常应用 L_p 更为合适,因为磁流体发电机的做功主要是由于气体膨胀,而不是改变它的速度。在磁流体发电机中,马赫数通常近似等于1,因此这两种长度有相同的数量级。

2.5 磁流体发电机性能

2.5.1 磁流体发电机的功率

在不考虑各种损失的情况下,不同类型磁流体发电机的功率密度不同。

(1) 连续电极型磁流体发电机的功率为

$$P = -\frac{1}{1+\beta^2} \sigma u^2 B^2 K(1-K) \quad (9.4-15)$$

(2) 分段法拉第型磁流体发电机的功率为

$$P = K(1-K) \sigma u^2 B^2 \quad (9.4-16)$$

(3) 霍尔型磁流体发电机的功率为

$$P = \frac{\beta^2}{1+\beta^2} K(1-K) \sigma u^2 B^2 \quad (9.4-17)$$

(4) 斜联型磁流体发电机的功率为

$$P = \frac{(\beta+\varphi)^2}{(1+\beta^2)(1+\varphi^2)} K(1-K) \sigma u^2 B^2 \quad (9.4-18)$$

式中: φ 为斜联角。

2.5.2 磁流体发电机的效率

2.5.2.1 焓取出率

焓取出率是指被输送到外部电路的电功率与进入发电机气体的滞止焓降之比。气体滞止焓降是指气体的滞止焓与气体被冷却到室温(一般取298K)时滞止焓的差。焓取出率与发电效率有所不同,发电效率通常指输送到外部电路的电功率与燃料热值之比,而焓取出率除考虑燃料热值以外,还要考虑预热氧化剂的显焓,不管预热氧化剂的显焓来自外部燃料的加热,还是来自尾气的再生加热。另外,电离种子进入燃烧室时的热焓与燃料产物中种子成分冷却到室温后的热焓也有差异,这也会引起焓取出率与发电效率的差别。

2.5.2.2 等熵效率

等熵效率定义为真实过程中滞止焓的降落与等熵过程中滞止焓降落之比,即

$$\eta_{si} = \frac{h_i - h_f(\text{在真实过程中})}{h_i - h_f'(\text{在等熵过程中})} \quad (9.4-19)$$

在磁流体发电机中,等熵效率的值首先决定于摩擦、通道壁的热损失和焦耳释热。

2.5.2.3 电效率

电效率定义为送到外电路的电功率与靠电磁作用从气流中取出的功率之比。电效率可以是局部的或总体的,其计算式为

$$\eta_{ez} = \iiint_V \eta_e dV \quad (9.4-20)$$

因此,电效率也就是从等离子体中汲取的电功率与电磁制动功率之比,后者与前者之差实际上是内阻的焦耳热,但这不是浪费掉,气流前部焦耳热热能仍可用于后部的发电。

(1) 连续电极型发电机的电效率。由于 $E_x=0$, 所以电效率等于负载系数,即

$$\eta_{e,c} = K \quad (9.4-21)$$

(2) 分段法拉第型发电机的电效率。理想分段情况下电效率也等于负载系数,即

$$\eta_{e,s} = K \quad (9.4-22)$$

(3) 霍尔型发电机的电效率。由于 $E_y=0$, 所以

$$\eta_{e,H} = \frac{\beta^2 K(1-K)}{1+\beta^2 K} \quad (9.4-23)$$

连续电极型发电机和分段法拉第型发电机的电效率只与负载系数有关,与霍尔参数无关,原则上负载系数越高电效率也越高。负载系数 $K=0.5$ 时,局部功率密度达到最大值,但电效率只有0.5。因此,为了追求高的功率密度和电效率,一般要求运行在 $K=0.65\sim 0.7$ 工况下。霍尔型发电机在霍尔参数不大时,如 $\beta < 3$, 其电效率最大值只有50%;当霍尔参数较大时,才能得到较高的电效率。

(4) 斜联型发电机的电效率为

$$\eta_{e,D} = \frac{K(1-K)(\beta+\varphi)^2}{1+\varphi^2+K(\beta^2-\varphi^2)} \quad (9.4-24)$$

式中: φ 为斜联角。

2.5.3 磁流体发电机的伏安特性

电压—电流特性即伏安特性是发电机的一个很重要的运行特性,发电机的伏安特性及负载特性决定发电机的工作点和发电机运行时的稳定性与调节性能。磁流体发电机的伏安特性实质上是发电机宏观性质的表现,反映磁流体发电机的宏观电特性而不是局部电参数之间的关系。在发电机内部,影响发电机电特性的参数,如气流速度、电导率、霍尔参数,都不是定值。因此,从发电机外部测得的伏安特性是上述参数的某种平均结果。下面简单分析分段法拉第发电机、连续电极型发电机、霍尔型发电机和斜联型发电机的伏安特性。

2.5.3.1 分段法拉第型发电机的伏安特性

$$U + \frac{H}{W_a} \frac{1}{\sigma} I - uBH = 0 \quad (9.4-25)$$

式中: W 、 a 、 H 分别为通道宽度(即电极宽度)、电极节距宽度和电极间的距离。

相应开路电压和短路电流分别为

$$\begin{aligned} U_0 &= uBH \\ I_s &= \frac{uBW_a}{\frac{1}{\sigma}} = \frac{uBW_a}{\rho_i} \end{aligned} \quad (9.4-26)$$

式中: ρ_i 为等离子体的电阻率。

2.5.3.2 连续电极型发电机的伏安特性

$$U + H \left[\frac{1}{\frac{\sigma}{1+\beta^2}} \right] \frac{1}{W_a} I - uBH = 0 \quad (9.4-27)$$

2.5.3.3 霍尔型发电机的伏安特性

$$U + L \left[\frac{1}{\frac{\sigma}{1+\beta^2}} \right] \frac{1}{WH} I - \beta uBL = 0 \quad (9.4-28)$$

式中: L 为通道长度。

2.5.3.4 斜联型发电机的伏安特性

$$U + \frac{(1+\beta^2)L}{\sigma A(1+\varphi^2)} I - \frac{uBL(\beta+\varphi)}{1+\varphi^2} = 0 \quad (9.4-29)$$

式中： A 为通道垂直截面积； φ 为斜联角。

2.5.4 磁流体发电机的等值电路

等值电路有两种不同的处理方式：①将发电机看作整体对象处理，因此很多参数均以平均值并作为常数来对待；②对发电机内部和边界处的单元网格做等值回路对待，在每个单元网格中，气体的压力、温度、速度、电导率、霍尔参数甚至电场强度、电流密度均作为常数处理。

图 9.4-15 所示为分段法拉第型发电机的等效电路，图中 σ_{yl} 和 σ_{xl} 分别为横向漏电导和纵向漏电导， σ_L 为负载电阻相应的电导率，它们与漏电阻和负载电阻的关系为

$$\sigma_{yl} = \frac{1}{R_{yl}} \frac{H}{Wa}$$
$$\sigma_{xl} = \frac{1}{R_{xl}} \frac{a}{WH}$$
$$\sigma_L = \frac{1}{R_L} \frac{H}{Wa}$$

(9.4-30)

式中： H 、 W 、 a 分别为通道高、宽和电极节距，并假定在体积内的电导率相等，漏电沿侧壁流动。

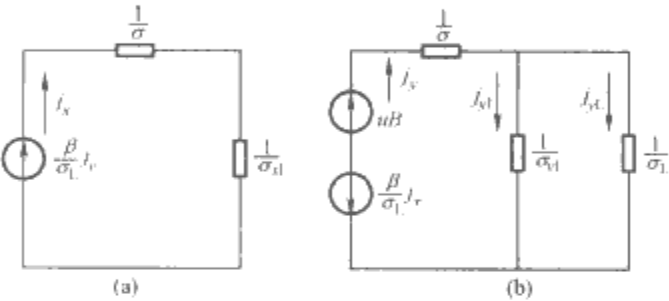


图 9.4-15 分段法拉第型发电机的等效电路
(a) 纵向等值电路；(b) 横向等值电路

2.5.5 磁流体发电通道中的各种损失

2.5.5.1 边界层的概念

实际流体总是要黏附在壁面上，由于阻力的作用使靠近壁面薄薄的一层流体得到滞止，在这一层中，流体的速度由壁面处的零变化到外面来流的速度，这一层被称之为边界层。直线型发电机通道内等离子体的流动属于槽内流动，在其四壁会形成边界层，边界层是否汇合要看发电通道的长度而定。边界层的作用对发电机非常明显。

图 9.4-16 所示为流体流过平板时，沿流动方向边界层的形成和边界层中的速度分布。

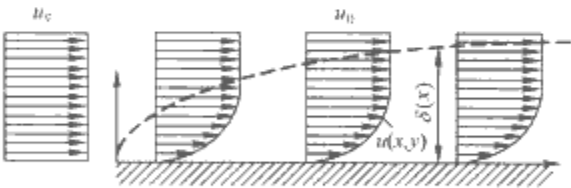


图 9.4-16 边界层的形成和边界层中的速度分布

当流体速度比较大时，在边界层刚刚形成阶段，边界层为层流；边界层逐渐增厚到一定数值后，层流边界层就变成湍流边界层。此时，边界层厚度和壁面切应力突然增加。

层流边界层变化到湍流边界层是由临界雷诺数决定的，对于平板上的流体流动有

$$Re_{crit} = \left(\frac{u_0 x}{\nu} \right)_{crit} = 3.2 \times 10^5$$

(9.4-31)

2.5.5.2 电极压降

电极压降主要由三部分组成：电极表面的德拜屏蔽所引起的电极鞘压降；电极表面存在温度边界层，其电阻较大引起的欧姆压降；电极本身电阻引起的压降。其中，电极表面

的电极鞘压降是磁流体发电机所特有的。磁流体发电机电流的引出是靠等离子体与电极固体表面电流传递来实现的。电极表面温度边界层中的电极压降在总电极压降中占很大比例，随着行程增长，特别是通道后部，边界层引起的压降会占有一定的比例。在电极表面温度较高时，电流以电子导电性质通过边界层，边界层引起的压降完全是欧姆压降；在电极表面温度比较低时，边界层中的导电由两部分组成：靠近中心区域部分的压降仍为欧姆压降，而靠近壁面处，由于温度太低，往往是通过电弧导电的。燃煤磁流体发电机的电极压降，由于渣层温度较高，一般认为在边界层中是由电子导电的，此时，除上述三部分压降外，还有电流通过渣层引起的压降。电极压降也可定义为无边界层和有边界层时电极电位之差，此时，电极压降不仅包含上述几项损失，也包括边界层内速度下降引起电动势变化和霍尔电流的影响。

2.5.5.3 发电通道内的摩擦损失

由于发电通道内工质的流动速度在 1000m/s 左右，而且通道壁的电极材料和绝缘材料表面粗糙度大，因此虽然发电通道长度不大，但其摩擦损失依旧不小。

工程计算中，一般在通道前段采用气体外掠平板的计算公式。摩擦系数 C_f 定义为

$$C_f = \frac{F}{\frac{\rho}{2} u^2}$$

(9.4-32)

式中： F 为单位面积上的摩擦阻力。

在通道入口处，边界层为层流形式，此时局部摩擦系数 C'_f 为

$$C'_f = \frac{0.332}{\sqrt{Re_x}}$$
$$Re_x = \frac{u_0 x}{\gamma}$$

(9.4-33)

式中： x 为 x 轴流动长度位置。

而平均摩擦系数 C_f 为

$$C_f = \frac{0.664}{\sqrt{Re_L}}$$
$$Re_L = \frac{u_0 L}{\gamma}$$

(9.4-34)

式中： L 为行程长度。

随着流程延长，边界层发展成湍流边界层，此时

$$C'_f = 0.0576 Re_x^{-1/5}$$
$$C_f = 0.072 Re_L^{-1/5}$$

(9.4-35)

式 (9.4-35) 的适用范围为 $5 \times 10^5 < Re_L < 10^7$ 。

在发电通道后部，边界层汇合后，可使用管道内阻力公式

$$\lambda = 0.3164 Re^{-1/4} \quad (Re = 3 \times 10^3 \sim 1 \times 10^5)$$

(9.4-36)

$$\lambda = 0.0032 + \frac{0.221}{Re^{0.237}} \quad (Re = 1 \times 10^5 \sim 1 \times 10^8)$$

(9.4-37)

$$\Delta p = \lambda \frac{L}{d} \frac{\rho u^2}{2}$$

(9.4-38)

$$Re = \frac{ud}{\gamma}$$
$$d = \frac{4A}{S}$$

式中： d 为当量直径； A 为面积； S 为周长； λ 为阻力系数； Δp 为摩擦损失引起的压降。

2.5.5.4 发电通道的热损失

发电通道的热损失在通道各项热损失中占有很大的比例。工业化大型通道体积随尺度的三次方扩大，而表面积随尺度的二次方扩大，因此热损失的比值会下降。热损失主要由两部分组成，即对流换热损失和辐射换热损失，它们所占份额大致为各 1/2。燃煤发电通道由于煤渣颗粒的辐射影响，辐射热损失稍大一些，而干净燃料的通道对流热损失稍大一些。燃煤发电通道由于四壁有渣层覆盖，热损失要小一些，这是煤渣对发电通道带来的唯一好处。

2.5.5.5 气体导电不均匀性对发电机性能的影响

燃烧的不均匀、种子与燃气混合不均匀以及壁的冷却都可能造成气体导电的不均匀性，这就可能在气体内部造成环流，这种环流往往与霍尔电场有关，会引起附加的损失。气体导电不均匀性对于三种磁流体发电机性能的影响是不同的。对于分段法拉第型发电通道影响最小，纵向导电不均匀性对它基本上没有影响。对于霍尔型发电通道影响较为严重，特别是横向电导率不均匀性。电导率不均匀性对于斜联型发电通道性能也有较大影响。霍尔参数越大，气体导电不均匀性对发电机性能的影响越大。

2.5.5.6 发电通道漏电损失

发电通道漏电使发电机的输出性能下降，同时也影响发电通道电参数的分布，甚至影响发电通道的流动状况。由于通道结构上的原因，通道的漏电支路很多，因此准确地测量

漏电阻几乎不太可能，要准确计算漏电对通道性能的影响也几乎不可能。只能大致估计某一通道的绝缘水平，估计由于漏电使功率下降的百分比。漏电是影响发电机性能的一个重要因素，特别是燃煤发电通道，由于煤渣的存在和煤渣的电化学等作用，漏电更为严重。关于漏电影响的研究工作大体有两类：①并入气动力学计算；②采用等效电路方法推导出电参数与漏电阻关系的数学表达式。

2.5.5.7 燃煤磁流体发电机的近电极现象

由于燃煤磁流体发电通道有煤渣存在，电极附近发生电极极化过程，这一方面使得通道内物理过程变得非常复杂，另一方面使通道的各种损耗增加，性能恶化，运行寿命缩短，因此燃煤磁流体发电通道的近电极现象是燃煤磁流体发电研究的一项关键技术。

燃煤磁流体发电通道的四个壁上覆盖有一层流动渣，由于电化学过程，渣的行为在阴极和阳极是不相同的。阴极表面渣中的带电钾离子 K^+ 由于电场的作用，将向阴极靠拢，在阴极附近， K^+ 获取电子，变成金属钾。由于钾在 63.4~759℃ 温度范围内呈液态，易于流动，这种流动的钾，使本来分段的阴极成组地短路，组与组之间形成一个局部电压间隙。

2.6 几个典型的磁流体发电试验装置

世界上典型的磁流体发电试验装置见表 9.4-2。图 9.4-17~图 9.4-19 所示分别为美国的 CDIF、日本东京工业大学的 CLEF 和我国 863 计划燃煤磁流体发电 KDM-2 试验装置。

表 9.4-2 几个典型的磁流体发电试验装置一览表

| 参数 | CDIF 上游部件 综合试验 装置 (美国) | CFFF 下游 部件试验装置 (美国) | U-25M (俄罗斯) | SAKHALIN (俄罗斯) | CLEF (日本) | KDM-2 (北京) | SMS (上海) |
|-----------------|-----------------------------------|-----------------------------------|------------------------------------|-------------------|--------------|------------------------------------|--|
| 发电机类型 | 开环 | 开环 | 开环 | 脉冲 | 闭环 | 开环 | 开环 |
| 燃料 | 煤 | 50%煤 50%油 | 天然气 | 固体推进剂 (SPP) | Ar | 大同煤 | 油+煤 |
| 氧化剂 | 富氧空气 N/O=0.82 | 富氧空气 N/O=1 | 40%富氧空气 | — | — | 60%富氧空气 | 预热富氧空气 |
| 种子 | K ₂ CO ₃ 干粉 | K ₂ CO ₃ 干粉 | K ₂ CO ₃ 水溶液 | Cs | Cs | K ₂ CO ₃ 水溶液 | KOH 水溶液 |
| 热输入 (MW) | 50 | 28 | 150 | — | 0.5 | 24 | 5 |
| 质量流量 (kg/s) | 9 | 3~4 | 25 | 720~1000 | | 4 | 1.2 |
| 磁流体输出 (kW) | 1800 最大 1000 平均 | — | — | 500MWe | 25~50 | 130 | — |
| 蒸汽参数 | — | — | 150t/h, 10MPa, 540℃, 25MW 输出 | — | — | — | 4t/h, 1.4MPa, 350℃, 750MW 汽轮 发电机输出 |
| 磁流体发 电机长 (m) | 有效长 3.48 | — | 6 | 4.5 | | 有效长 2.4 | — |
| 发电机型式 | 法拉第型 与斜联型 | 无 | 斜联型 | 法拉第型 | 盘式 | 分段法拉第型 | — |
| 最大磁场 (T) | 2.92 | 3.5 | 2 | 2 | 4.0 | 2.1 | |
| 运行时间 (h) | 200 | 2787 | — | — | >10 分 | 2 | 67 |

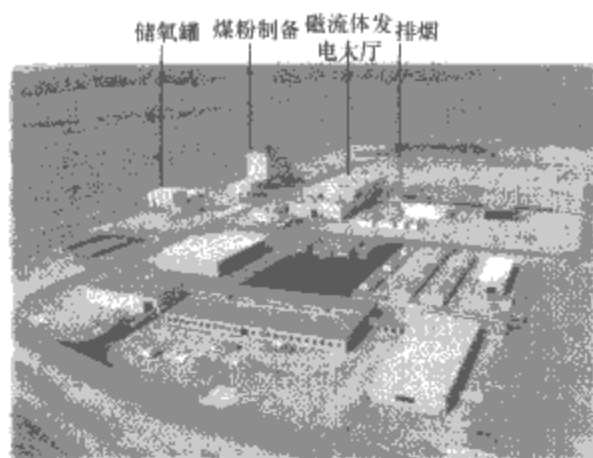


图 9.4-17 美国 CDIF 试验装置



图 9.4-18 日本 CLEF 试验装置



图 9.4-19 中国 KDM-2 试验装置

3 磁流体推进技术

3.1 磁流体推进的基本原理和特点

3.1.1 磁流体推进的基本原理

磁流体推进是用于将导电流体（如海水、液态金属和等离子体等）进行加速、增压、输送和推进的一种电工新技术。

图 9.4-20 所示为海水磁流体推进器的基本原理。它是基于物理学中洛伦兹力的原理工作的。由于海水是导电流体，给推进器管道中的海水施加一个磁场和一个与磁场正交的电场，管道中的海水就会受到一个与电场和磁场垂直的电磁力的作用。当这个力的方向沿着船尾方向时，海水将向船尾方向运动，同时，海水的运动给船体一个反作用力，使船体向前运动。

3.1.2 磁流体推进的技术特点

(1) 安静。由于超导磁流体推进取消了常规的螺旋桨、喷水推进、泵喷等转动机构，因而可大大降低由转动机构引起的噪声和振动。尤其在高速船舶中，由于螺旋桨的空泡现象不可避免，而引起了种种危害，而超导磁流体推进将不受此种危害，使舰船真正实现安静型船舶。

(2) 高速。由于超导磁流体推进的动力输出装置，如磁体、电极等都是相对静止的，这样就可大大提高船舶主机的

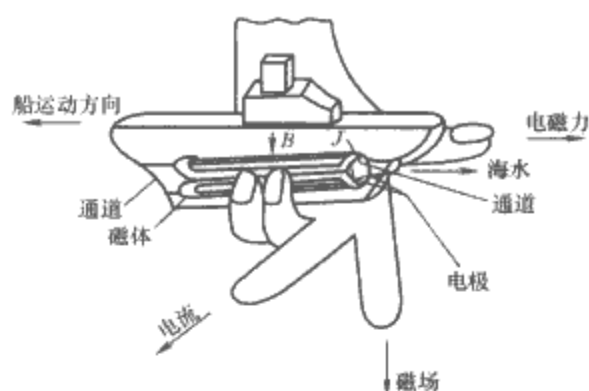


图 9.4-20 海水磁流体推进器的基本原理

功率级，不再受转动机械的功率限制，从而可制造出超大功率的高航速舰船。

(3) 布置灵活。由于超导磁流体推进器的一切设备无固定地安装在机舱内某个位置的要求，因此可以在舰船的设计中有效地利用舱室空间，供给设备安装的灵活性。

(4) 操纵性好。通过改变磁流体推进中电极的极性或电流的大小即可改变推力的方向或推力的大小，而改变电极的极性或电流的大小较机械逆转或变速更容易实现，并容易做到平滑调速，从而提高了舰船的灵活性，改善了舰船的操纵性能。

此外，使用磁流体推进还有一个重要的优点，即可利用磁流体推进器产生的强大水动力发射水下武器（鱼雷和导弹），这样不仅省去了传统的鱼雷发射装置，而且也避免了传统水下发射时存在的巨大噪声。

3.2 磁流体推进器的组成及结构形式

磁流体推进器主要由超导磁体、通道、电极以及电源和控制测量系统等组成。其中，超导磁体为推进器提供所要求的磁场，它由超导线圈和装有冷却介质——液氮和液氦的低温容器组成；通道是指由电极和绝缘壁组成并承受电磁力的推进器筒体；电极给推进器提供电场，一般选用具有良好电化性能的材料，如 DSA（钛材表面导电性改性材料）制成。

根据电磁力作用的区域是分布于磁体外部还是磁体内部，磁流体推进器可分为外磁式和内磁式；根据电场的特性分为交流式和直流式；根据推进磁体的形状，内磁式又分为线性型、螺旋型、环型，外磁式又分为鼠笼型和平板型。

外磁式磁流体推进器的磁流体推进系统产生的磁场分布于磁体的外部，没有边界限制。在外磁式情况下，强磁场暴露在无限的海水区域，一方面造成电磁场的环境污染，另一方面也不利于舰船的隐蔽。所以一般都倾向于使用内磁式磁流体推进器系统。

船舶交流磁流体推进器利用交流磁流体推进器推进船舶运动，与船舶直流磁流体推进的相同点是利用电磁力来推进，不同点是通过海水中的电流是感应电流，而不是外加的直流电。但是，为了得到需要的推力和效率，需要建立数十特斯拉的强磁场。由于交流超导磁体尚未达到制造此类推进器的水平，因此船舶交流超导磁流体推进的研究也只是停留在原理性探讨和模拟试验阶段。所以，现在的船舶磁流体推进器的研究主要集中于直流内磁式磁流体推进系统。

内磁式磁流体推进器主要有线性通道磁流体推进器、螺旋通道磁流体推进器和环形通道磁流体推进器三种基本结构形式。

3.2.1 线性磁流体推进器

线性磁流体推进器（见图 9.4-21）的通道是直线形，管道的截面一般为矩形、圆形和环形。它的磁体一般是由鞍形

线圈绕制的二极或四极磁体。这种推进器的通道结构简单,海水阻力小,水动力功率转换效率高。它的磁场方向与电流方向垂直,同时推进器中电磁力的作用方向与流体流动方向一致,因此,其磁场强度利用率高,电磁功率转换效率高。不足之处是鞍形磁体的结构复杂,加工工艺和技术要求高。

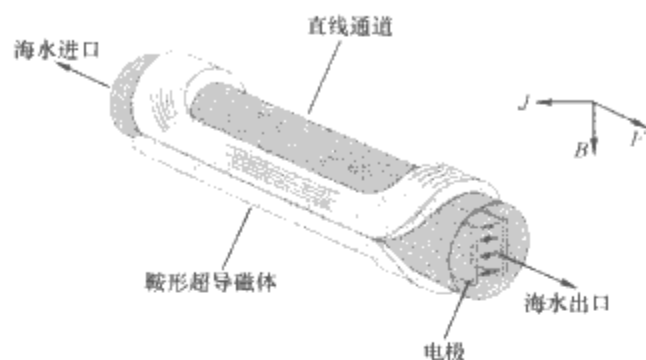


图 9.4-21 直线通道磁流体推进器

3.2.2 螺旋型磁流体推进器

螺旋型磁流体推进器的磁体内部安装一对圆筒形电极,其中一个为内电极,另一个为外电极。两电极之间设置由非导磁的绝缘材料制成的螺旋壁,电极与螺旋壁形成螺旋通道(见图 9.4-22),在通道的进口处设置有导流器,将海水的轴向流动转换成螺旋运动,在通道的出口处设置有整流器,以将海水的螺旋运动转换成轴向运动。

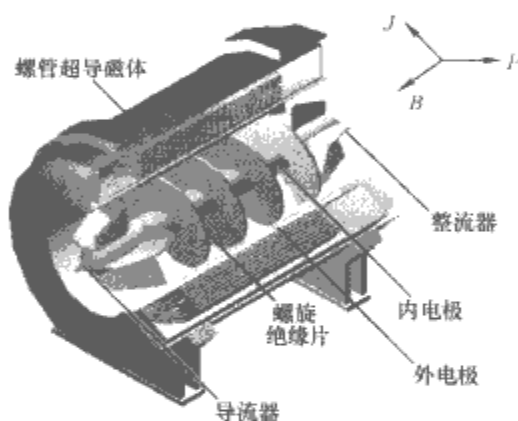


图 9.4-22 螺旋通道磁流体推进器

在螺旋通道推进器中采用了螺管超导磁体。和鞍型超导磁体相比,螺管超导磁体具有结构简单,磁场强度高优点。采用多螺管组合式布置的推进器在效率、磁场、磁体结构等方面都有其潜在优势。

3.2.3 环形磁流体推进器

环形磁流体推进器(见图 9.4-23)的通道为圆环形,这

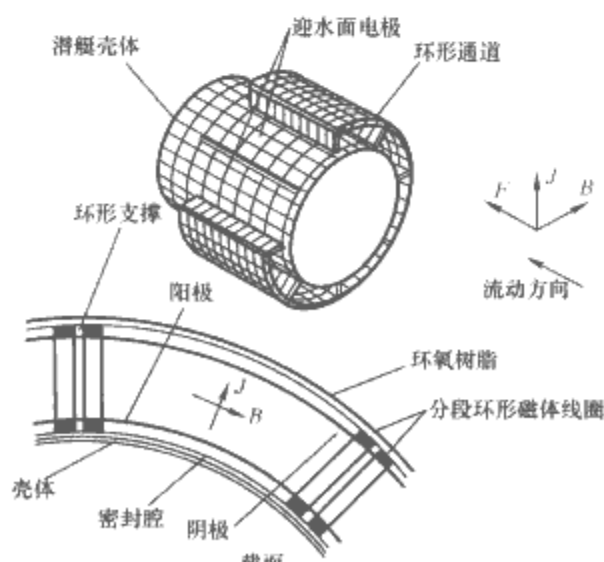


图 9.4-23 环形通道磁流体推进器

种推进器一般布置在潜艇的壳体上,不仅可安装成单段结构,也可以分散安置成两段或更多段的结构。它与总长相等、输入功率相当的其他形式的磁流体推进器相比,不仅克服了由于磁体及通道太长而导致推进器结构复杂和制造工艺困难等问题,而且还能使它的推力和效率有所提高。另外,这种推进器可以节约潜艇的内部空间。

3.3 直流磁流体推进器的物理和化学现象

3.3.1 电解

在磁流体推进器中有一对电极分别与电源的正、负极相连。由于电极一般由金属制成,且浸泡在海水中,而海水是一种可电解的氯化钠溶液,含有大量的离子。在外加电场的作用下,带正电荷的离子向阴极移动,带负电荷的离子向阳极移动,因此,在金属电极/溶液的界面上发生阳极氧化反应和阴极还原反应。电解所生成的次氯酸钠会污染环境,影响海藻、贝类等海洋生物的生长。另外电解还会引起电极腐蚀和电极电压降。

3.3.2 气泡

当电流通过海水时,电极上就会发生电化学反应,在阴极析出氢气,阳极析出氯气和氧气。这些气体渗入水中形成气泡。气泡析出量的多少、气泡的大小等与电极的形状、材料及其表面粗糙度有关,并与海水的成分、温度和流速以及气泡内部和外部压力、表面张力等因素有关。

气泡的产生会降低海水的电导率。另外,气泡有可能聚集在电极表面,会使电极与海水接触的界面电阻增加,从而导致磁流体推进器的效率降低。此外,气泡随海水从推进器材喷口喷出还会形成痕迹,并引起噪声。因此,研究“无气泡电极”是磁流体推进的一项关键技术。

3.3.3 噪声

磁流体推进器没有运动的机械部件引起的噪声,但存在着通道内外的海水紊流运动、两相流波动及喷口附件气泡破裂和振荡引起的压力波动,其中引人关注的是压力波动引起的噪声。当推进器通道内的气泡溃灭的时间大于海水通过通道的时间时,气泡随海水从喷口喷射到出口区,并引起该区域内压力波动。随着压力波动,气泡的半径和体积也随之波动,即振荡,从而激发噪声。因此,在磁流体推进器中,采用较低的电流密度,选择电化学性能稳定的电极材料,优化通道的设计,可降低气泡的生成量和生成气泡的直径大小,从而实现真正安静的船舶推进。

3.3.4 电极腐蚀

电化学反应除了析出气体外,还将引起电极的腐蚀,使电极材料变质并被破坏。影响电极腐蚀的因素主要有电极材料、海水成分、电流密度、磁场强度、极性交替变换工作时间等。一般地,电流密度越高,腐蚀越快,频繁地变换电极极性,也会加快电极的腐蚀。

3.3.5 海水电导率

在磁流体推进器中,流体的电导率直接影响推进器的性能。而海水的电导率几乎是一个常数。为了提高海水磁流体推进器的效率和推力密度,人们提出了提高电导率的方法。如利用超声波来提高海水电导率。这种方法十分简单,又不会对海洋造成污染,但是它对海水电导率的提高幅度不大,同时超声波装置还需消耗能量。利用添加高电导率的金属粒子作为种子来提高电导率,尽管电导率提高的幅度可以很大,但存在着种子回收问题,如果不回收种子,不仅运行费用高,还会造成海洋环境污染。因此,这两种方法至今未被采用。另一种方法是向海水中注入酸、碱类电解质,在短时

间内大幅度提高海水电导率,从而实现在输入电压一定的情况下增加舰船的推力、效率和船速,使军用舰艇具有短时高速攻击和逃避跟踪的能力。当然,这种方法也需要解决环境污染问题。

3.3.6 漏磁和磁屏蔽

磁流体推进器中的漏磁是指由超导磁体产生的有效区以外的磁场,漏磁不仅对产生电磁力无贡献,而且会对船舶推进带来不利影响。例如,漏磁会吸引海洋中的铁磁物体,使通道面积缩小甚至堵塞,从而导致船舶的推力减小和效率降低,还会对船内的仪表产生干扰,影响仪表的正常工作;另外,漏磁容易被检测,不利于船舶的隐蔽航行。因此在进行超导磁体的设计中,除了要借助于合理设计磁场线圈的几何形状、尺寸及其布局来减少漏磁场外,还需要对其进行屏蔽。

在磁流体推进器中,若采用传统的铁磁材料支撑的屏蔽罩来封闭磁体以阻止磁场泄漏,则屏蔽罩的重量难以接受,为此需要探索其他的屏蔽方法。磁流体推进器超导磁体的屏蔽方法有磁体的耦合屏蔽以及用非晶薄膜和超导体薄膜制成的屏蔽罩。

磁体的耦合屏蔽是一种有源屏蔽。它是利用相邻磁体所产生的磁场耦合效应,即磁力线相互匝链来实现磁屏蔽。

超导磁体的低温容器一般由金属材料制成,如果采用磁导率高的铁磁材料就可以起到磁屏蔽的作用,但它密度大,且容易被氧化。虽然采用铝合金材料密度小,也不氧化,但起不到磁屏蔽的作用。近年来,人们开始研究利用非晶薄膜与玻璃纤维增强塑料组合的材料制造低温容器,这种容器既具有较好的机械性能,质量又轻,且由于采用了多层结构和高磁导率的非晶薄膜,可利用层间的真空区起到绝热作用和非晶薄膜的磁屏蔽作用。

上述铁磁材料和非晶薄膜材料具有顺磁性,外磁场容易穿过其本身并显示出强磁性,利用它们制成屏蔽体,可使磁体产生的磁力线主要在体内通过,而体外通过的磁力线很少即漏磁很小,从而起到磁屏蔽的作用。超导薄膜材料具有抗磁性,当外磁场通过时会引起超导体表面产生一个与它相反的磁场,从而阻止外磁场穿越自身,从而起到磁屏蔽的作用。

3.3.7 哈特曼效应

哈特曼效应是指电磁场对流动速度剖面的影响。在磁流体推进器通道中,电磁力对流动边界层的影响是非常明显的。流经壁面边界层的水流与中心水流不同,容易受到局部磁流体的相互影响。在边界层中的水流要比中心流低,而电场和电导率在通过推进器的流体中是一致的,因此,在边界层内较低的流速下,就有一个较高的局部电流密度。由于较高的电流密度产生了较大的电磁力,加快了边界层的水流速度,而中心区域的流体速度较高,反电动势及磁场阻力大,使得局部电流密度及电磁力密度较小,磁流体效应引起的速度增量较小。其结果是,靠近壁面的流动速度变得更加陡峭,而中心流区域的流动趋于平坦,速度剖面呈梯形分布。这种影响将在一定程度上增加摩擦损失,但一般不会超过10%。

3.3.8 电流反应场效应

电流反应场效应是指由极间电流感生的磁场引起推进器磁场非均匀分布并导致电流及电磁力沿通道长度非均匀分布的现象。在不计或没有极间电流的情况下,推进器的磁场等于它的磁体产生的磁场。在有极间电流的情况下,通道内的磁场由磁体产生的磁场和电流感生的磁场共同决定。因此,

推进器内的磁场由通道中心到进口端逐渐增强,而至出口端逐渐减弱,呈现出不均匀分布。当海水通过通道时,它切割磁力线产生的感生电动势沿通道方向也会呈现不均匀分布。极间电流越大,感生的磁场越强,推进器的磁场、电流和电磁力密度分布越不均匀,对推进器运行性能的影响也越明显。

3.3.9 端部效应

端部效应是指海水在端部磁场和电场中流动所发生的现象及其对推进器运行性能的影响。在端部区域,随着离通道端部距离的增长,磁场减弱,而外加电场也因电流路径的增长而减小,离端部越远,电场强度越小,电流密度也越小。在通道有效段内,外加电场强度大于海水切割磁力线的感生电场强度,因此海水受到电磁的作用流动,从而推动船舶前进。然而,在端部区域,尤其是远离通道端部的区域,外加电场强度变得很小,如果流速很大,则有可能出现感生电场强度大于外加电场强度的现象,此时,感生电场强度供给海水回路电流,此为磁流体发电现象。此时,磁场对海水的作用力不仅不对船舶推进产生贡献,反而会阻碍船舶运动,而且还会消耗一部分电能,从而减低推进器效率。即便是端部区域仍然呈现外加电场强度大于感生电场的磁流体推进现象,但由于端部电流密度和磁感应强度衰减的影响,使得电磁力的增减比输入功率增加为慢,因而推进器效率降低。负载因子越小,有效长度越短,效率降低越明显。

3.4 磁流体推进器的性能分析

3.4.1 磁流体推进器的功率表达式

磁流体推进器是将电能直接转换为推动潜艇运动的驱动装置。磁流体推进器把电能通过电磁力转换为海水的水力能,再通过喷管将水力能转换为机械能。在能量转换过程中,存在着电极的能量损耗、海水的电阻损耗,海水通道的局部损失及摩擦损耗、海水从喷口喷射时的局部损失等。图9.4-24所示为磁流体推进器各部分功率之间的关系,根据这个关系可以建立船舶磁流体推进系统的功率表达式。

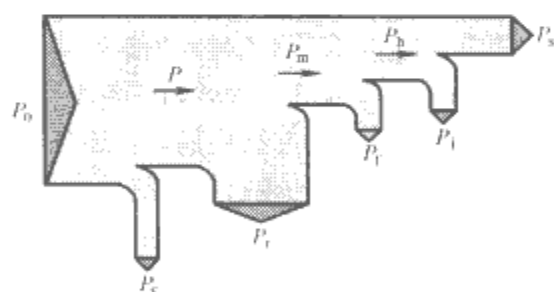


图 9.4-24 船舶磁流体推进器功率流程

P_0 —输入的电功率; P_e —电极表面压降损失; P —推进净输入功; P_r —海水中的焦耳热损失; P_m —电磁功; P_t —通道中的水力损失; P_h —水动力功; P_i —喷射损失; P_s —船舶的推进功

由图 9.4-24 可以得出

$$P_h = P_0 - P_e - P_r - P_i \quad (9.4-39)$$

推进器的输入功率为

$$P_0 = U_0 I \quad (9.4-40)$$

式中: U_0 为推进器电极电压; I 为推进器电极电流。

由于在推进器的海水和电极间存在电解过程,海水的电解将引起电极电压降。电极压降由两部分组成:①由于热能引起的;②在电流通过时由外回路的电子运动和海水中离子的运动速度不同而导致在海水接触的电极界面附近积累的电荷所引起的。

设电极压降为 ΔU ，则电极损失为

$$P_c = \Delta UI \tag{9.4-41}$$

$$U = U_0 - \Delta U \tag{9.4-42}$$

推进器的净输入功为 $P = UI$ ，由电磁力所产生的电磁功（或水力功）为

$$P_m = \int_V (j \times B) \cdot V_{MHD} dv \tag{9.4-43}$$

式中： V 为磁流体效应作用的体积； V_{MHD} 为通道中海水的流速。

海水中电阻的损失为

$$P_r = \int_V \frac{J^2}{\sigma} dv \tag{9.4-44}$$

水动力功 P_h 可表示为

$$P_h = \frac{\rho Q}{2} (V_{nozz}^2 - V_{ship}^2) \tag{9.4-45}$$

式中： ρ 为海水密度； V_{nozz} 为推进器喷口的海水流速； V_{ship} 为船舶航行速度； Q 为海水流量。

船舶的推进功为

$$P_s = F_t V_{ship} \tag{9.4-46}$$

喷射损失为

$$P_j = P_h - P_s \tag{9.4-47}$$

所以，磁流体推进系统的功率可表达为

$$P_s = [P_0 - (P_c + P_r + P_j)] - P_j \tag{9.4-48}$$

3.4.2 船舶磁流体推进器的效率

图 9.4-25 所示为在磁流体推进中各效率之间的关系。

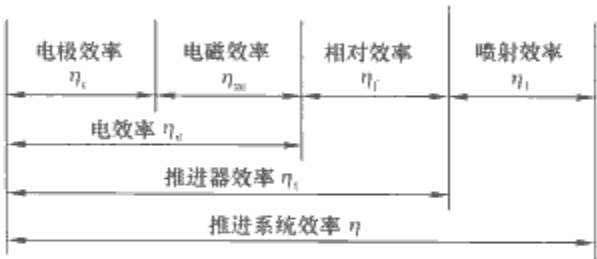


图 9.4-25 各种效率之间的关系

推进器效率表示电功率转换成海水的水动力功的多少，它由电极效率、电磁效率和相对效率组成

$$\eta_t = \frac{P_h}{P_0} = \eta_c \eta_m \eta_r \tag{9.4-49}$$

电极效率等于净输入功与总输入功之比，即

$$\eta_c = \frac{P}{P_0}$$

或者

$$\eta_c = 1 - \frac{\Delta U}{U_0} \tag{9.4-50}$$

式 (9.4-50) 表明，电极效率也可以用电极压降和输入电压来表示。由于电极压降的大小主要与电极材料的电化性能有关，因此可将电极电压降视为常数，因此输入电压越高，电极效率也越高。

电磁效率等于电磁功率与净输入功率之比，即

$$\eta_m = \frac{P_m}{P} \tag{9.4-51}$$

在理想条件下，电磁效率为

$$\eta_m = \frac{1}{K}$$

$$K = \frac{E}{BV_{MHD}}$$

式中： K 为负载系数； V_{MHD} 为通道内海水的流速。

电场强度为

$$E = \frac{j}{\sigma} + BV_{MHD}$$

所以，电磁效率又可表示为

$$\eta_m = \frac{BV_{MHD}}{\frac{j}{\sigma} + BV_{MHD}} = \frac{1}{\frac{j}{\sigma BV_{MHD}} + 1} \tag{9.4-52}$$

可以看出，当电流密度一定时，磁场强度越高，电磁效率越高，在磁场强度不变的情况下，电流密度越小，电磁效率越高。

相对效率 η_r 是水动力功和电磁功之比，它表明磁流体推进器中水动力损失的多少，即

$$\eta_r = \frac{P_h}{P_m} \tag{9.4-53}$$

喷射效率 η_i 是指推进船舶运动的推进功率与水动力功之比，即

$$\eta_i = \frac{P_s}{P_h} \tag{9.4-54}$$

磁流体推进系统的效率是指船舶推进功与系统总输入功之比，它等于推进器效率与喷射效率之积，即

$$\eta = \frac{P_s}{P_0} = \eta_t \eta_i \tag{9.4-55}$$

3.5 船舶磁流体推进的试验研究

船舶磁流体推进的试验研究包括回路试验装置和试验船。世界上具有代表性的几种试验装置见表 9.4-23。图 9.4-26 为第一条磁流体推进试验船“大和一号”。图 9.4-27 为我国研制的世界上第一艘螺旋通道磁流体推进试验船。图 9.4-28 和图 9.4-29 所示分别为中日合作研究的世界上最高场强的磁流体推进器试验装置和推进器。

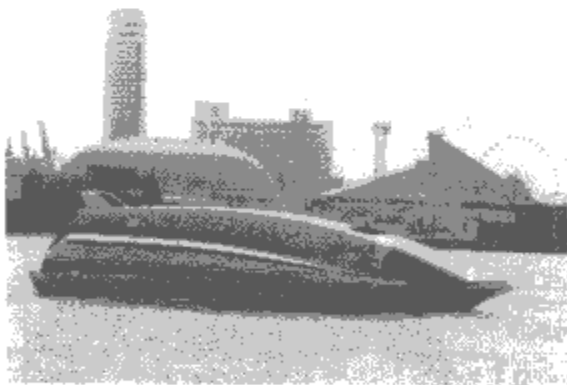


图 9.4-26 超导磁流体推进试验船“大和一号”

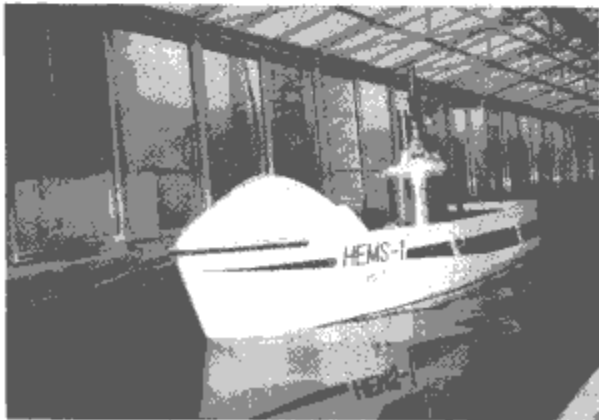


图 9.4-27 超导螺旋通道磁流体推进试验船

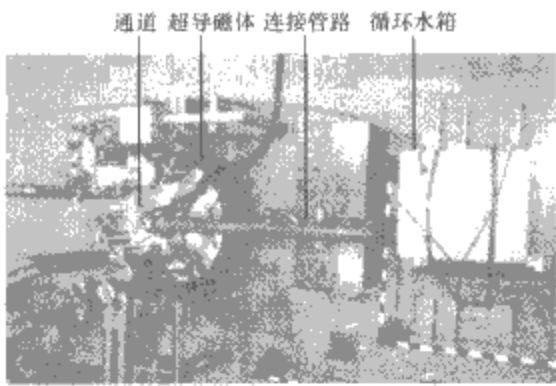


图 9.4-28 中日合作磁流体推进器试验装置



图 9.4-29 中日合作磁流体推进器

表 9.4-3 船舶磁流体推进试验装置一览表

| 试验装置名称 运行工况和推进器参数 | 阿贡回路试验装置 | 中日联合试验装置 | 俄罗斯回路试验装置 | 大和一号试验船 | HEMS-1 试验船 |
|-----------------------------------|----------------------|--|-----------|---------------------|--|
| 船速 u_0 | — | — | — | 8 | 1.36 |
| 磁场强度 B (T) | 6 | 14 | 5.8 | 4 | 4.37 |
| 推进器长度 L (m) | 3 (4) | 0.6 | 0.8 | 3.4 | 0.35 |
| 螺距 h (m) | — | 0.155 | 0.04~0.1 | — | 0.175 |
| 内电极的直径 D_{in} (m) | — | 0.1 | 0.05 | — | 0.06 |
| 外电极的直径 D_{out} (m) | — | 0.346 | 0.15 | — | 0.194 |
| 极间距离 b (m) | — | 0.123 | 0.05 | 0.175 | 0.067 |
| 流动截面积 A_{MHD} (m ²) | 0.2 | — | — | — | — |
| 工作段流速 V (m/s) | 1~9 | 0.55~5.5 | — | 4.4 | 1.497 |
| 电极电流 I (A) | 18~1350 | 10~700 | 920 | 11 000×2 | 280 |
| 洛伦兹力 F (N) | 50~3700 | 16~1032 | — | 8000×2 | 72.6 |
| 推力 T (N) | — | — | — | 4000×2 | 48 |
| 质量流量 m (t/s) | 0.2~2 | 0.009 8~0.097 | 45 | 1.2×2 | 0.0164 |
| 推进效率 η | — | — | — | 0.013 | 0.009 8 |
| 电流密度 j (A/m ²) | 13~980 | 29~2033 ^① 57~4000 ^② | — | 3000 | 2362.1 ^① 4751.4 ^② |
| 电极电压 U (V) | 4~125 | 3.8~61 | 50 | 120 | 16 |
| 电场强度 E (V/m) | 9~270 | 11.9~480.9 | — | 674 | 238.8 |
| 负载系数 K | 1.5~5 | 1.6~6.5 | — | 38 | 40.77 |
| 电磁效率 η_e (%) | 66~20 | 63~15 | — | 2.6 | 2.45 |
| 洛伦兹力密度 f (N/m ³) | 80~5800 ^③ | 380~24 300 | — | 12 000 ^③ | 10 322.4 |

① 平均电流密度。
② 内电极电流密度。
③ 估算值。

4 磁流体技术的其他应用

4.1 电磁冶金技术

电磁冶金技术是磁流体动力学在有色金属、钢铁以及半导体材料的冶金和加工过程的应用。由于熔融金属为电的良好导体，在磁场和电场的作用下而产生电磁力，利用电磁力对

熔融金属进行非接触性搅拌、输送和形状控制，具有许多传统机械手段无法比拟的特点，而且有利于改善环境，节省投资，提高冶金企业的产品质量与经济效益。

根据电场、磁场对导电液体所显示的功能，材料的电磁处理按其功能可分为利用电磁体积力、焦耳热量、楞次定律及综合功能等。

(1) 电磁体积力。利用电磁力对熔融金属进行形状控

制，驱动液体，抑制流动，悬浮熔炼和熔化金属的雾化，主要应用于冷态坩埚、悬浮冶炼、立式电磁铸造、电磁搅拌、电磁泵、电磁力制动、抑制波动非金属夹杂物的电磁分离等。

(2) 焦耳热量。在熔化金属的升温方面，有向熔化金属直接通电流和加高频磁场使金属内产生感应电流两种方法。前一种方法虽然从电能转换热能的效率来说较好，但需要大电流和低电压的电源，在实用上不够方便。向金属中直接通电的方法可使得材料电磁处理具有多种可能性，若与电极材料的开发相结合，将会成为极其重要的技术。这种技术主要应用于冷态坩埚、悬浮融炼、高频磁场加热、直接加热等方面。

(3) 楞次定律。维韦根据楞次定律研制了流速传感器，原理是将导线布于小型强磁铁上，当电路接通时产生感应电流，通过测量感应电流的大小即可推算出流体的流速。这种方法测量速度精度很高，但在居里点以上此法无效。

(4) 综合功能。利用电磁力的作用排除熔融金属中的非金属夹杂物可实现电磁精炼。若使熔化金属在稳恒磁场中凝固，在抑制其自然对流的同时，也抑制了凝固界面近旁的结晶核生长，从而使结晶组织呈柱状。另一方面，如利用电磁力搅拌正在凝固中的熔化金属，则会在凝固界面产生结晶溶解，枝晶折断与脱开，进而使结晶核的移动呈活泼状态，使结晶组织等轴晶化。利用悬浮功能，使熔化金属与坩埚壁脱离接触，使金属快速冷却，可得到大幅度的过冷度（在钢中约 200℃），因而有可能使熔体制成块状非晶体。

4.2 高超音速飞机的磁流体流动控制

近年来，高超音速推进技术发展迅速，已有马赫数 $Ma=8$ 的发动机试验成功。但是，大气层内更高马赫数飞行器的开发遇到了种种挑战。如超燃冲压发动机中氧化剂与燃料不能充分混合，由于氧化剂进入速度过高，稳定的燃烧组织非常困难，比冲随着飞行速度的增加而迅速下降，当马赫数高于 12 时，经过进气道压缩的空气流温度上升，影响燃烧过程，威胁部件寿命，而且会使推力降低。另外，随着马赫数增加，飞行器表面的热流增大，温度升高，给材料带来更大的挑战。因此提出了利用等离子体来解决飞行马赫数不断提高时飞行器流动控制的问题。

该技术主要应用有磁流体流动控制、磁流体/等离子辅助的超燃冲压发动机、机载磁流体发电机系统和磁流体加速器/磁等离子体推进器等。磁流体流动控制主要解决飞行器表面的热流管理，激波结构的改善，升、降操纵，进气道流动控制，边界层流动控制等问题。磁流体/等离子辅助的超燃冲压发动机主要用于解决超燃冲压发动机燃烧不稳定，比冲下降，进气道温度过高等问题，并由此提出了将磁流体发

电机与进气道压缩相结合的冲压发动机的概念。机载磁流体发电机系统提出了独立的磁流体发电机，与冲压发动机相结合的磁流体发电机和外部磁流体发电机等几种形式，主要研究的问题包括电导率、磁场强度、电极和绝缘壁的材料及功率调节系统等。磁流体加速器/磁等离子体推进器用于飞行器的助推装置。图 9.4-30 所示为磁流体在超音速飞行器中的各种应用。

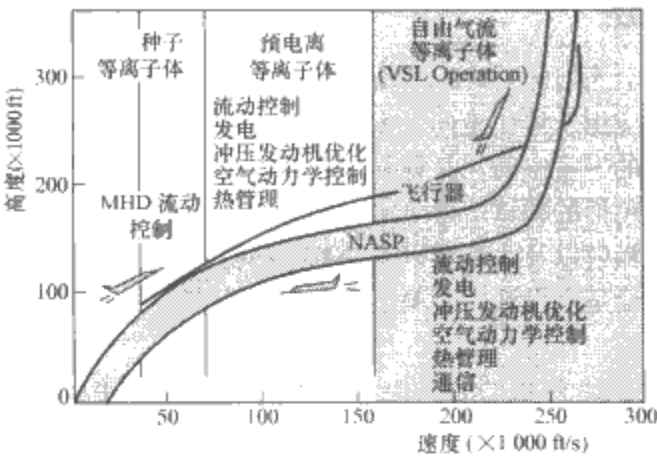


图 9.4-30 磁流体在超音速飞行器中的应用 (1ft=0.3048m)

4.3 磁流体海水流动控制

当船舶等在海水中高速航行时，流体容易发生边界层脱离，使船舶的航行阻力增加，并引起震动和噪声。如果在边界层内施加电磁力，将加速边界层的流动，消除反向压力梯度，抑制边界层分离，从而可稳定流动，减少边界层的紊流强度，进而降低流动阻力，提高升力。这种方法可应用于水翼船、稳定鳍、吊仓推进器、舵等的流动控制。图 9.4-31 所示为麻省理工学院磁流体平板在水洞中的试验。

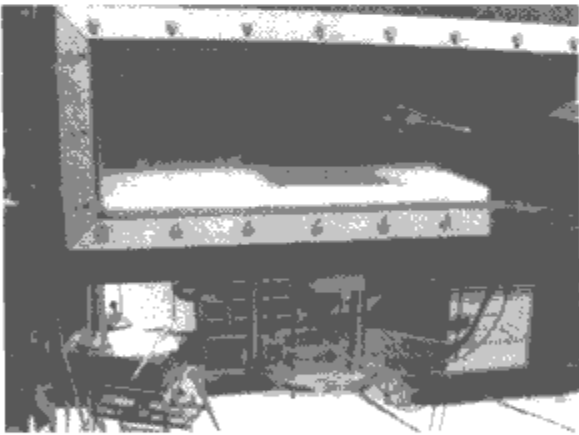


图 9.4-31 麻省理工学院磁流体平板的水洞试验

磁流体油污海水分离回收技术请参见本篇第 7 章环保电工技术中第 4 节的相关内容。

第 5 章 太 空 电 气 系 统

1 概述

1957 年 10 月 4 日, 第一颗人造地球卫星上天, 代表电气工程应用从地面走向了太空。这里所说的太空指地球大气层以外的宇宙空间, 又称外层空间, 也就是平常所说的航天工程所包括的领域。由于太空的微重力、高真空、大温度交变、强辐射以及人类难以支持和维修等特点, 使得太空电气系统无论是在设计、研制还是使用上均成为一个独特的电气系统。

在近 50 年来的太空探索活动中, 人类已向太空发射了数千颗航天器, 除大量的地球轨道卫星外, 还包括深空探测飞行器、载人飞船、空间站和航天飞机等各类航天器。航天器由功能不同的若干个分系统组成, 这些分系统按功能特点又可分为航天器平台保障系统和有效载荷系统两大类。航天器平台保障系统是用于保障航天器正常工作的部分, 可分为结构系统、热控系统、电源与供配电系统、制导、导航与控制系统、测控通信系统、数据管理系统、推进系统等, 而载人航天器平台保障系统中还包括环境控制与生命保障系统、应急救生系统、返回着陆系统、仪表与照明系统等。有效载荷系统是为执行特定的航天任务而设置的系统, 如通信卫星的转发器和天线、空间探测器的射电望远镜、气象卫星的扫描辐射计等。航天器的保障系统和有效载荷系统中均包含了大量的电子、电气设备, 这些电气设备的总称为航天器电气系统, 由于这些电气设备是在太空中使用又称太空电气系统, 这些设备的正常工作与否直接决定了航天器的性能。其中作为航天器平台保障系统重要组成部分的电源与供配电系统, 其功能是产生、储存、调节、分配和管理电能, 相当于地面供电系统中的发电厂、变电站、配电站和输电线路, 它的正常工作是航天器完成飞行任务的基础。

1.1 航天器电源系统的构成

航天器的电源与供配电系统是航天器产生、储存、变换、调节和分配管理电能的分系统, 简称飞行器电源系统, 其基本的构型如图 9.5-1 所示。其基本功能是通过物理或化学变化将化学能、光能、核能转换为电能, 并根据需要进行储存、调节和变换, 然后向航天器各系统提供电能。

发电系统主要包括电能源生成部分和储能装置。电能源是航天器中输出原始电能的装置, 也称为原生电源。电能源

的选择是电源系统分析的首要任务, 其依据主要是航天器的飞行任务、功率需求及寿命, 考核电能源的主要指标有能量转换效率、重量比功率、寿命等。电能源依据其能量来源的不同, 主要有四种 (见表 9.5-1), 其中光伏电源是应用最为普遍的能源。

| 表 9.5-1 不同电能来源与其装置 | |
|-------------------------------------|-------------|
| 能量来源 | 电能生成系统 |
| 太阳辐射能 | 光伏电源、太阳动力系统 |
| 化学能 | 化学电池、燃料电池 |
| 核能 | 核电源 |
| 轨道能 | 导体系统绳系统 |

储能装置通过化学、机械、热电等能力转换方式可将电的能量储存起来, 在需要时再提供。储能装置依据其储存能量方式的不同, 可分为四类 (见表 9.5-2), 其中可重复充放电蓄电池是应用最为普遍的储能方式。

| 表 9.5-2 不同储能方式与其装置 | |
|-------------------------------------|-------------------|
| 储能方式 | 储 能 装 置 |
| 化学能 | 可重复充放电蓄电池、再生式燃料电池 |
| 机械能 | 飞轮 |
| 热能 | 相变材料 (熔融盐) |
| 轨道能 | 导体系统绳系统 |

1.2 航天器电源系统的特点

相比地面电气系统来说, 工作于太空的电源系统由于其要满足随航天器发射入轨和在轨长期工作的可靠供电的需求, 必须具有以下特性。

(1) 强环境适应性。航天器电源系统要为航天器地面测试、发射段飞行、在轨运行、返回着陆全过程提供所需的电能供给, 要在发射段的复杂苛刻的动力学环境、在轨段的大范围的温度交变、真空、辐射环境等条件下稳定工作, 因此系统必须具有较强的环境适应性。

(2) 高效能性。航天器电源要随航天器发射入轨, 航天发射 1g 有效载荷的费用相当于 1g 黄金的价值, 高昂的发射费用和有限的运载能力, 对系统的高效能提出了非常高的要求, 即要求电源系统重量比功率和体积比功率要高, 因此空间电源设计应尽可能采用新的材料和技术, 在保证飞行器所需功率的同时还要尽量降低系统的重量和体积。

(3) 自主运行性。航天器运行于离地球几百千米甚至上万千米的轨道上, 绝大部分为无人飞行器, 地面测控网对其覆盖也是有限的, 如近地轨道飞行器只能达到 15% 的水平, 而电源系统的工作要适应发射段、光照区、地影区、峰值功率区、小负载区等不同的工作模式, 因此系统的运行需有足够的自主性, 一般应在完全无人照料的情况下完成全部功能。

(4) 高可靠性。由于航天器的电源系统是其平台保障系统和有效载荷系统工作的基本保障, 失去电能供给的飞行器将成为毫无用处的“空间垃圾”, 因此电源系统的工作可靠性直接决定了飞行器的任务成败, 这就要求航天器电源系统

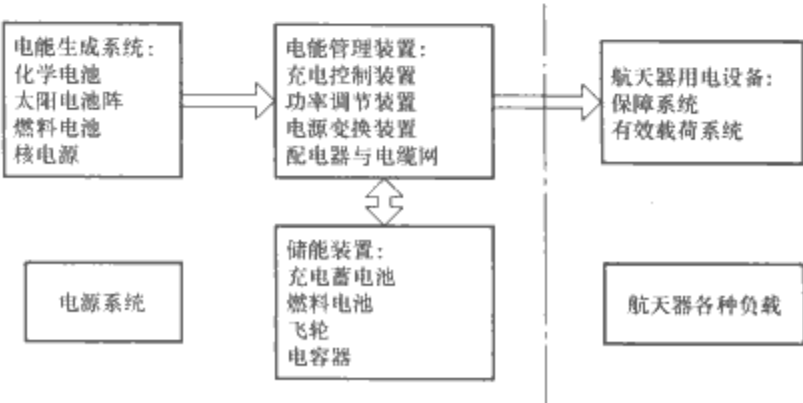


图 9.5-1 电源系统基本构型图

具有较高的工作可靠性。

1.3 航天器电源系统的发展

随着人类对宇宙太空探索的深入，航天器平台和有效载荷已向大规模和集成化发展，为此，对其电源系统的研制也提出了新的要求，和以往电源相比，主要要求有功率更大、寿命更长、可靠性更高、重量及体积比能量更大等，同时呈现出向超高功率和高效率空间电源发展的趋势。

在电源功率上，已从初期卫星采用的几瓦、几十瓦发展到现在的几千瓦、数万瓦，我国研制的大容量通信卫星东方红四号的功率已达 10kW，而国际空间站的平台加有效载荷系统的功率已达 110kW 以上。美国能源部与宇航局计划研制的太空发电卫星，其设想的电源系统目标发电能力为 5GW，通过卫星上的超大面积太阳发电装置将太阳光能转换为电能，并将电能以微波的形式传递到地面接收站，地面站再将微波能转换为电力供给地面用户。

在电源系统工作寿命上，早期的卫星只有几天到几十天，而静止轨道卫星的寿命已从 3~5 年发展到 10~15 年，近地轨道卫星的寿命也已延长到 3~5 年，前苏联的和平号空间站采用有航天员参与的在轨维修和补充更换技术使卫星达到低轨 13 年的寿命，研制更长寿命的航天飞行器甚至是永久性的轨道空间站将是未来的发展方向。

在电源系统功率密度上，早期的卫星采用以飞行器本体为贴装面的圆筒式太阳电池阵，所需的表面积大，质量比功率为 1.1~1.2W/kg。随着太阳电池翼压紧释放与展开锁定机构技术、对日定向技术的发展，储能电池技术及电源控制设备技术的发展，1980 年以后研制的电源系统的比功率达 13W/kg 以上，并在向更高的功率密度发展。

空间电源系统的发展重点仍在太阳电池阵加储能蓄电池的光伏电源模式上，主要技术方向有：

(1) 采用更高效的多结砷化镓太阳电池替代传统的硅太阳电池，我国自行研制的效率达 27% 的三结砷化镓太阳电池已进入工程鉴定；同时在厚度为 10μm 左右的薄膜砷化镓电池研制上取得发展。

(2) 太阳电池阵向大面积发展，从原来的铝蜂窝夹层加碳纤维面板的刚性基板过渡到以玻璃纤维网为电池支撑面的半刚性基板，进而向柔性太阳电池阵发展，单位面积重量由现在的 1.2~1.3kg/m² 向 0.9~1.0kg/m² 迈进。

(3) 储能装置已从传统的镉镍蓄电池过渡到氢镍蓄电池，正在研制锂离子蓄电池、再生式的氢氧燃料电池等第三代储能装置，我国自行研制的较小功率的锂离子电池已进入工程应用，其比能量更高，为氢镍蓄电池的 2~3 倍。

(4) 电源控制技术上向数字化技术、人工智能技术发展，采用先进的脉宽调制技术提高电源变换器的效率、降低发热量，采用人工智能管理设计更有效地实现电源的在轨自主管理，提高电源系统的生存能力。

(5) 注重电源系统的在轨维护设计，发展空间电池方阵的在轨组装与更换，储能装置的在轨更换与处理，采用模块化的设计技术，以便于在轨的维修更换的进行。

在发展太阳光伏电源技术的同时，为适应深空探测的需求，如大转移轨道和月球轨道的需要，开展大功率、长寿命核电源系统的研究也是一个重要的发展方向，采用“核反应—热能—电能”的供电系统可为长期处于阴影期的飞行器提供所需的电能。俄罗斯研制的 Topaz-star 热离子反应堆热电转换效率为 6%~7%，工作寿命为 5~7 年，发电功率达 40~100kW，其电源质量为 4400kg。而法国研制的采用动态

转换方式的 Erato 核反应堆电源的转换效率可达 18%，发电功率 20kW，工作寿命 5 年，电源质量为 2650kg。

2 太空电气系统的工作环境及其防护

自第一颗人造地球卫星进入太空开始，空间环境对航天器的影响问题就受到相关领域科学家与工程师们的关注，这些环境与地面环境存在着巨大的差异，这些差异对飞行器的正常飞行、工作带来了很大的影响和威胁；而对航天器电源系统来说，由于它的部分设备直接暴露在空间环境中，并且电源系统自身的尺寸及发热量均较大，复杂的空间环境对电源系统产生更为严重的影响，这是影响电源系统正常工作的关键因素之一。因此，对空间环境的分析研究也是太空电气系统设计的重要内容之一。

空间环境包括真空、冷黑、太阳辐照、电磁辐射、粒子辐照、磁场、微流星体与空间碎片、等离子体、静电场、原子氧等环境，对电源系统产生主要影响的为真空、冷黑、太阳辐照、等离子体、原子氧、粒子辐照等。

2.1 环境特点及效应

2.1.1 空间真空环境及效应

卫星运行的轨道高度不同，真空度也不相同，轨道越高，真空度也越高。海平面大气密度的标准值 $\rho = 1.225 \times 10^{-3} \text{g/cm}^3$ ，压力的标准值 $p_0 = 101\,325 \text{Pa}$ ，随着高度的增加，环境压力不断降低。高度和环境压力对照见表 9.5-3。

表 9.5-3 高度与环境压力对照表

| 序号 | 高度 (km) | 压力 (Pa) |
|----|---------|--|
| 1 | 0 | $1.013\,25 \times 10^5$ |
| 2 | 90 | 0.2 |
| 3 | 200 | 1.5×10^{-4} |
| 4 | 500 | 1×10^{-6} |
| 5 | 1000 | 1×10^{-8} |
| 6 | 10\,000 | 1×10^{-11} |
| 7 | 月球表面 | $1 \times 10^{-11} \sim 1 \times 10^{-12}$ |

飞行器入轨后始终运行在高真空和超高真空环境下，对电源系统来说，其产生的效应有如下几点。

(1) 压力差效应。飞行器电源系统中的储能蓄电池 (Ag-Zn、Cd-Ni、H-Ni) 均为密封蓄电池，电池的壳体是个密闭容器，内部包含有导电用的电解液。当飞行器从地面一个大气压环境进入真空环境后，容器内外压差增加了约 0.1MPa，加剧了容器的受力，此真空环境可能使密封容器变形或损坏，增大了容器的泄漏，最终可能导致电解液减少、绝缘电阻的下降、电池内阻增加、电池效率下降，从而缩短电池的寿命。

(2) 真空放电效应。真空放电效应一般发生在 0.1~1000Pa 的低真空环境中。当电源系统正负极之间发生自激放电时称为电击穿，决定击穿电压大小的因素很多，如气体性质、压力、两极间距离、极板的性质和形状等。在飞行器发射上升段工作的电源系统的电子设备，应防止任何放电的可能。

当真空度达到 0.01Pa 或更高时，在真空中分开一定距离的两个金属表面，在受到一定能量的电子碰撞时，从金属表面会激发出更多的次级电子，它们与两金属面发生多

次往复碰撞，使放电成为稳定状态，这种现象称为微放电。金属由于受到电子碰撞而温度升高，可使附近的气体压力升高，甚至造成严重的电晕放电，进而造成电源系统永久失效。

(3) 热辐射效应。在真空环境下，没有空气对流散热，设备与外界的传热主要通过接触传导和辐射形式来完成。对于电源系统舱外设备来说，辐射是唯一的散热方式，这与地面情况差别很大，导致产品的温度比在地面高出许多，因此在设计过程中必须充分考虑在真空环境下传热以辐射为主导的效应。

(4) 真空出气效应。在真空度高于 1×10^{-2} Pa 的条件下，材料中的气体不断地从其表面释放出来，这些气体的来源是：

- 1) 原先在材料表面吸附的气体在真空状态下从表面脱离。
- 2) 原先溶解于材料内部的气体，在真空状态下，从材料内部向真空边界扩散，最后在界面上释放、脱离。

飞行器材料在空间真空环境下的出气效应，使得挥发出的可凝性气体转移到帆板太阳能电池片的表面，造成太阳能电池片表面污染，从而使得太阳能电池片的透光性下降，最终降低太阳能电池片的效率，使电源供电能力下降。

2.1.2 冷黑环境

航天器入轨后，处于一个等效温度为 3K 和吸收率近似为 1 的空间环境，这不仅意味着飞行器发出的任何能量都将被周围环境全部吸收，而且这个无际空间给予它的能量几乎为零。在地影区它对电源系统舱外设备温度的影响非常大，在设计过程中要充分考虑这种环境带来的影响。

2.1.3 等离子体环境

航天工程界通常把空间环境中能量低于几十万电子伏的带电粒子叫做空间等离子体，它几乎充满整个日地空间，有着复杂的时空分布和变化。在距地面 70~3000km 的高度范围内，分布有电离层等离子体，它是由太阳高能电磁辐射、宇宙线和高能沉降粒子作用于高层大气，使之电离而生成的部分电离的准中性等离子体区域，由电子、离子和中性粒子构成，能量很低，温度为 180~3000K；电离层按照电子密度随高度的变化分为 D、E、F1、F2 和外电离层等五层，其密度的分布随昼夜、

季节、纬度、高度以及太阳活动的变化而变化。图 9.5-2 所示为电离层电子密度随高度变化的剖面图。中纬区电离层各层最大电子浓度及其高度的大致情况表 9.5-4。

等离子体环境对飞行器电源系统来说会造成舱外太阳能电池阵放电，导致电源系统漏电和发电能力下降，同时这种放电也会导致方阵绝缘膜烧蚀、产生短路，特别对高压电源系统来说现象更为明显，后果更为严重。因此，在设计中必须采取适当的措施来消除这种危害的产生。

表 9.5-4 中纬区电离层最大电子密度与高度关系表

| 层 | 最大电子密度 (个/cm ³) | 高度 (km) | 附 注 |
|------|---|--------------------|-------------------------|
| D | $1 \times 10^3 \sim 1 \times 10^4$ | 70~90 | 夜间消失 |
| E | 2×10^5 | 100~120 | 电子密度白天高、夜间低 |
| F1 | 3×10^5 | 160~180 | 多存在于夏季白天 |
| F2 | 1×10^6 2×10^6 | 300~450 250~350 | 电子密度白天高、夜间低， 冬季高、夏季低 |
| 外电离层 | 1×10^5 $1 \times 10^2 \sim 1 \times 10^3$ | 1000 2000~3000 | |

2.1.4 原子氧环境

在 200~700km 高度范围内残余大气的主要成分是原子氧，原子氧是太阳紫外线对残余大气中的氧分子光致解离造成的，它们是在早期的航天飞行过程中探测到的。原子氧密度与轨道高度的关系如图 9.5-3 所示。

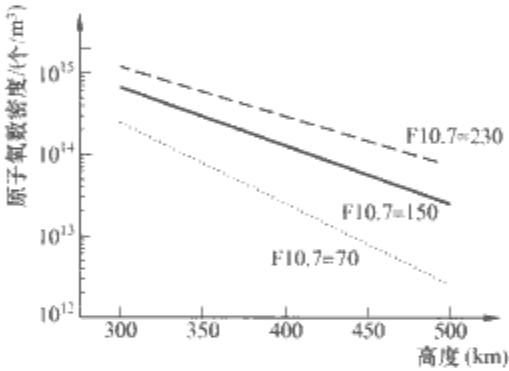


图 9.5-3 原子氧密度与高度关系图

原子氧对有机物与有机膜作用会产生质量损失或剥蚀，对银涂层产生氧化效应，原子氧剥蚀效应与航天器轨道高度、倾角、太阳活动以及在轨运行时间和方向等因素有关。不同材料暴露在近地原子氧环境中的剥蚀率见表 9.5-5。

表 9.5-5 几种典型材料的原子氧剥蚀率

| 序 号 | 材 料 | 剥蚀率 (m³ · 10 ⁻³⁰) |
|-----|-----------------|-------------------------------|
| 1 | 聚酰亚胺膜 (Kapton) | 3 |
| 2 | 聚酯薄膜 (Mylar) | 3.4 |
| 3 | 聚氟乙烯薄膜 (Tedlar) | 3.2 |
| 4 | 碳 (Carbon) | 1.2 |
| 5 | 铜 (Copper) | 0.05 |
| 6 | 铂 (Platinum) | 0 |

2.1.5 粒子辐照环境

地球辐射带中的高能粒子、银河宇宙线和太阳耀斑喷发出的太阳宇宙线能量很高，有一定的贯穿能力和破坏能力。高能粒子照射到物体表面，破坏表面物质的晶体结构，造成缺陷或使表面物质的分子、原子电离，从而改变其性能。高能电子受物质阻挡而减速，并将发出 X 射线，它比带电粒子有更大的穿透本领，进入飞行器内部，对电子设备和航天员造成不良影响。

辐射环境对于器件和材料的影响是随航天器水平的提高，使用器件及材料的复杂性而逐渐表现出来的。与各种材料相比，电子元器件和光电器件对辐射效应更加敏感，是飞

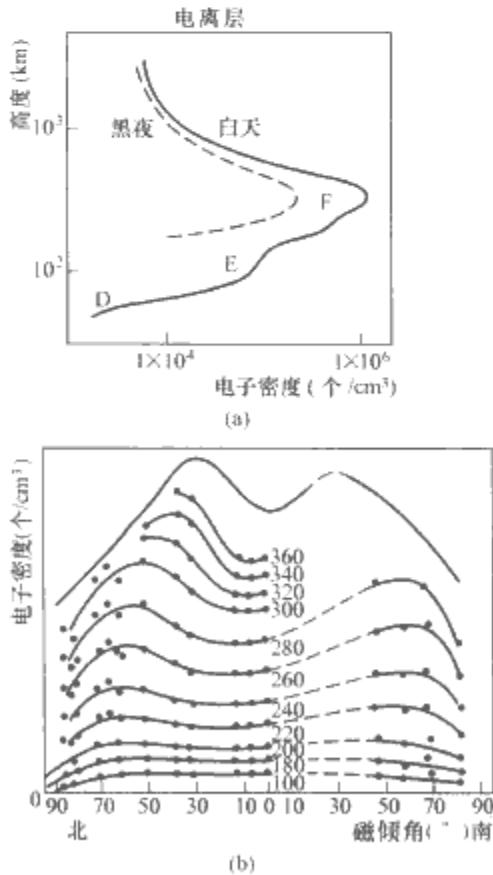


图 9.5-2 电离层电子密度随高度变化的剖面图
(a) 电离层电子密度随高度的变化剖面；
(b) 电子密度等值线沿磁纬（磁倾角）分布

行器抗辐射加固设计的重点。

单粒子效应 (Single-Event Effect, SEE) 是单个荷能粒子在微电子器件和光电器件中引起的一种有害的电力辐射效应。单粒子效应是随着集成电路的发展而出现的, 并且随着集成电路的发展其危害也更加严重。

2.1.6 空间太阳辐照环境及效应

太阳发射的波长从 $1 \times 10^{-14} \text{ m}$ 的 γ 射线到 $1 \times 10^4 \text{ m}$ 的无线电波, 其不同波长辐射的能量大小不同, 其中可见光的辐射能量最大, 温度接近于 6000K 的黑体辐射。可见光和红外部分的能量占太阳总能量的 90% 以上。

当飞行器吸收红外和可见光的能量后, 将影响飞行器的温度, 飞行器吸收热量的多少取决于结构外形、涂层材料和飞行轨道, 对电源系统来说, 由于太阳帆板突出于舱外直接面对太阳, 因此需要进行充分的热设计, 即要防止温度过高或温度过低。

2.1.7 流星体及空间碎片环境

流星体通常指直径在 1mm 以下、质量在 1mg 以下的固体颗粒, 虽然其质量很小, 但由于其运行速度很高, 所以具有很大的动能, 在与空间航天器相撞时, 巨大能量将在极短的时间内、极小的碰撞点上释放出来, 会对航天器造成极大的损坏。

空间碎片又称空间垃圾, 随着大量航天器进入太空, 截至 1990 年, 美国空间司令部跟踪网探测到的空间物体共有 21000 个, 其中 7000 个仍然在轨道上运行, 这些空间物体中有 90% 以上是空间碎片。这些空间碎片产生的危害效应取决于碎片与航天器碰撞的相对速度、碰撞角度和碎片质量。

由于电源系统的太阳能电池片暴露在舱外, 在受到有足够能量的流星体或空间碎片的撞击后, 会打穿太阳能电池片的防护层, 造成电池破裂或电路短路, 导致太阳能电池阵输出功率下降。

2.2 空间环境的防护技术

航天器电源系统具有直接暴露在舱外的设备多、面积大、设备的发热量大等特点, 因此, 需要对真空热环境、原子氧、等离子、抗辐照等采取必要的防护措施。

2.2.1 热防护技术

电源系统的太阳能电池翼直接暴露在舱外, 处于真空、冷黑和太阳辐照的交互环境中, 热防护设计既要保证太阳能电池翼在光照区不会因接受太阳辐射而导致温度太高, 又要保证在阴影区温度不至于太低。太阳电池的光电转换效率、输出功率与电池电路的工作温度有关, 光照条件下较低的湿度对太阳能电池阵的发电功率是有益的。

针对太阳能电池翼的热设计及防护措施主要有:

- (1) 增大太阳能电池盖片的辐射率, 使帆板温度不致太高。
- (2) 用高辐射材料涂覆太阳能电池阵基板背面。
- (3) 选择能承受高、低温的构成材料和零部件。

2.2.2 原子氧剥蚀效应的防护

原子氧与表面的材料作用时会导致材料的剥蚀, 防护技术主要是寻找受原子氧影响系数很低的材料做防护层, 保护对原子氧敏感的基底材料 [如 Kapton 薄膜 (电池基板绝缘材料)、银 (电池的电极材料) 等] 不被剥蚀。防护层通常有涂料层和淀积膜两种, 其主要性能须满足以下条件:

- (1) 能长期抵抗原子氧高速碰撞产生的剥蚀。
- (2) 柔韧、耐磨。
- (3) 抗紫外辐照, 且不改变基底材料的光学和热学性质。

(4) 质地轻薄, 附着力强。

2.2.3 等离子环境效应的防护

对电源系统来说, 稠密的空间等离子体产生的主要影响是高压太阳能电池阵的电流泄漏以及弧光放电, 在弧光放电时会造成绝缘膜被烧蚀, 进而产生二次放电, 造成电源输出功率下降, 影响电源效率。

高压电源系统的电流泄漏和弧光放电的防护对策主要是在制造工艺上下工夫, 减少毛刺和易裸露的部分, 在设计中尽可能准确计入它们对电源的预期损耗, 选取最佳接地位置。

另外, 选用半刚性基板可以根本解决二次放电问题, 因此是最佳的解决方案之一。

2.2.4 粒子辐照效应的防护

航天器中的微电子器件、光电器件、功能材料以及生物对辐射环境比较敏感, 而航天器中金属材料、陶瓷和惰性气体抗辐射能力很强。

元器件的抗辐射加固是一个复杂而非常专业的问题, 对于一般的航天系统研究开发来说, 进行器件级的加固并不是一个可选项。

对于单粒子效应, 原则上最好选用不发生锁定的器件, 必须采用时需采取锁定防护措施。首先要进行细致的研究, 研究器件的特性, 获得与锁定和解锁有关的时间常数, 保证器件在经过锁定和解锁后, 没有留下任何潜在的失效。对于存储器和与数据有关的器件中的单粒子翻转可以用错误检测和校正 (Error Detection and Correction, EDAC) 技术加存储器刷新技术来解决。

对于单粒子瞬间效应 (Single Event Transient, SET) 的加固措施有:

- (1) 滤波技术。
- (2) 多种采样技术。
- (3) 高速器件后接响应较慢的电路。

对于容易烧坏的器件一般常用的加固措施有:

- (1) 限流。
- (2) 限流并自动恢复。
- (3) 器件校准。

3 空间电源系统的分类及特点

航天电源系统的类型按其产生及使用的方式划分主要有: 一次电源、核电源、燃料电池、太阳能动力系统、空间系绳发电系统、太阳能电池阵/蓄电池供电系统六种类型。飞行器根据各自的工程需求, 选取不同的电源类型。航天器电源的选择是根据航天任务的要求以及空间电源的发展而确定的。低轨道、短寿命卫星一般选用蓄电池组。航天飞机采用氢氧燃料电池组和太阳能电池阵/蓄电池组电源系统; 星际探测器选用放射性同位素温差发电器。大部分长寿命卫星采用太阳能电池阵/蓄电池组电源系统, 少数长寿命卫星选用核反应堆电源。

3.1 一次电源

一次电源的特点是一次性使用, 不可重复使用。空间使用的一次电源主要有锌银电池组和锂/亚硫酰氯电池。

锌银电池的比能量可以达到 200Wh/kg 以上。它可高倍率放电, 且放电电压平稳, 因此许多负载可用它直接供电, 但是必须在加入电解液后 6~18 个月内使用。

锂/亚硫酰氯电池的比能量更高, 可以达到 450Wh/kg 以上, 但是应用的放电倍率不高, 由于采用金属锂作为电池

的负极，在高倍率放电时的安全性问题尚未得到较好的解决。

因此，一次电源只适用于负载功率不大的短期飞行的航天器，或作为其他电源的辅助电源。我国返回式卫星和俄罗斯研制的运输飞船主电源用的就是锌银蓄电池。我国载人飞船则采用锌银电池作为辅助电源。

3.2 燃料电池

燃料电池是一种直接将储存在燃料和氧化剂中的化学能转换为电能电化学发电装置。1959 年，F. T. Bacon 制作了第一只实用型燃料电池。1966 年，美国的空间飞行器开始将氢氧燃料电池作为辅助电源。根据燃料、氧化剂、电解质的不同，燃料电池有多种类型。

航天器上所用的燃料电池通常为质子交换膜的氢氧燃料电池。它是以氢气为燃料、氧气为氧化剂，由阳、阴极和电解质隔膜构成的，燃料在阳极氧化，氧化剂在阴极还原，从而产生电能和水。其原理如图 9.5-4 所示。燃料电池工作时要连续不断地向电池送入燃料和氧化剂，因而其燃料和氧化剂均需储存在发电装置外部的压力容器中。

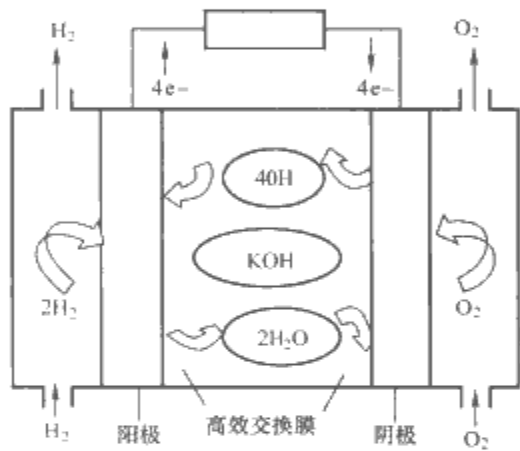


图 9.5-4 燃料电池原理

燃料电池系统需要配备液氢、液氧储存罐，供水和排水，氢氧气体流量、压力、温度调节，输出电压、电流调节等辅助装置。

航天用的燃料、氧化剂工质可产生 3~4kWh/kg 的电能，考虑发电装置后燃料电池的比能量约为 2kWh/kg，比能量较高。燃料电池的不足之处是电池内阻大，有较多的活动部件，可靠性不如化学电池，压力容量长期储存困难，如长期工作则需携带大量的液氢、液氧，因此一般用于短期飞行任务。

3.3 核电源

核电源是将核能转换为电能的装置，适用于深空探测航天器，是一种不依赖太阳光能又可长期发电的轻型发电装置。

核电源有放射性同位素温差发电器、核反应堆温差发电器和核反应堆热离子发电机三种，其中放射性同位素温差发电器是最简单、易防护、可靠性最高且已应用的航天器核电源。美国在卫星中已使用了 343 个放射性同位素温差发电器，并在月球站、火星着落器中装备。放射性同位素温差发电器的比能量高达 360kWh/kg。表 9.5-6 为美国几种放射性同位素温差发电器的性能。图 9.5-5 为放射性同位素温差发电器的发电原理，电池结构由同位素热源和温差电换能器（含散热）组成，放射性同位素、温差、电材料以及高效的

换能器是放射性同位素温差发电器的关键。

表 9.5-6 美国放射性同位素温差发电器性能

| 型 号 | SNAPB-3B | MHW | MITG |
|-------------|-------------------------|-----------------------|------|
| 初期（末期）功率（W） | 37.2（30.0） ^① | 170（128） ^① | 300 |
| 电压（V） | 5 | 30.0 | 30.0 |
| 质量（kg） | 1.3 | 36.3 | 60 |
| 使用寿命（年） | 5 | 10 | 16 |

① 括号内为末期功率。

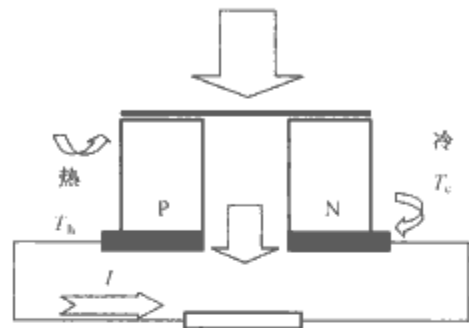


图 9.5-5 放射性同位素温差发电器发电原理图

放射热功率 $P(t) = P_0 e^{-\lambda t}$ ，衰变常数 $\lambda = \frac{0.693}{\text{同位素半衰期}}$ ，温差电偶的开启时间 $\epsilon = \infty (T_h - T_c)$ 。

核电源的使用应遵循联合国通过的“关于在宇宙空间利用核能的一些原则”，规定航天器入轨前不得启动核反应堆，航天器轨道不得低于 800km，航天器万一发生意外，反应堆应有足够时间停留在空间，放射性污染每个人所受照射剂量小于 1mSv 等。

3.4 太阳能动力系统

太阳能热动力系统采用热能—机械能—电能的转化方式，由聚能接收、涡轮机、交流发电机、蓄气器、换热器等组成，如图 9.5-6 所示。在系统中用热能储存系统代替化学储存系统，在航天器光照区的一部分太阳热能储存于蓄气器的熔融盐中，当航天器进入阴影区后则由储热系统为涡轮发电机提供动力。由于系统中转换环节众多，其综合热效率一般低于 18%（低轨），单质量比功率较低，一般为 2~3W/kg。由于安装大型的聚能器对一般中小型飞行器来说难以实现，目前应用较少。

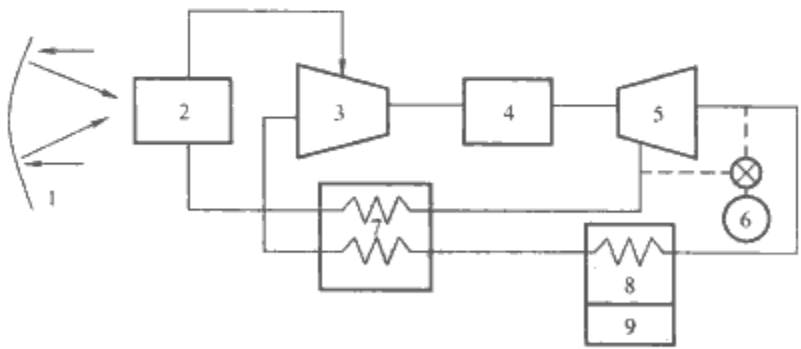


图 9.5-6 太阳能热动力系统

1—聚能器；2—接受器；3—涡轮机；4—发电机；
5—压气机；6—蓄气器；7—换热器；8—废热交换；
9—散热器

3.5 空间系绳发电系统

空间系绳发电系统是将航天器的动能与势能转换成电能的系统。

空间系绳发电的基本原理：在低倾角轨道的航天器上，一根重力梯度稳定（与地球磁场垂直为佳）的导体系统绳作切

割地球磁力线的高速运动（即航天器的速度）可以产生电动势，即导线切割磁力线产生电动势的原理，如图 9.5-7 所示。系统用高强度凯夫拉合成纤维（kevlar）材料制成，内芯为金属导线，表面是耐空间环境的绝缘材料，系绳入轨后有放收机构。系绳顶端装有金属膜球（等离子接触器），在绳系的电动势作用下，具有收集空间电子的能力，电子沿系绳运动流向航天器内部供电，再由电子枪发射回到电离层，这个由空间电子导体系统绳、外部等离子与电离层建立起的电流回路，称之为“幻象回路”。

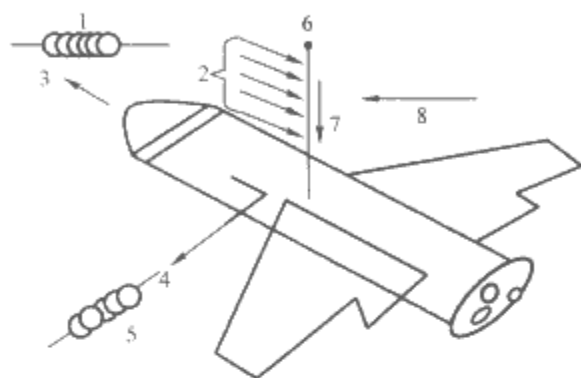


图 9.5-7 空间系绳发电系统组成框图

1—空间电子；2—减速力；3—航天器速度；4—电子枪；5—发射电子；6—等离子体接触器；7—负电流；8—地球磁场

该回路产生的系统电动势为

$$E = lvB \cos \theta$$

式中： v 为绳与地磁场相对速度； B 为地磁场强度； l 为系绳长度； θ 为 v 与 B 的夹角。

空间系绳发电系统发电时，由于系绳中电流与磁场作用产生一个减速力，会降低航天器的轨道高度。也就是说系绳发电是由航天器的动能转换而来的，据分析其利用率可达 70%，若用消耗推进剂进行轨道维持，这个系绳发电系统的实质是推进剂—磁电发电系统。

如果把其他电源产生的电子流反方向传到系绳（同时金属膜球和电子枪又倒置），则航天器就可获得与运动方向一致的推力，因此系绳系统具有“发电”和“推力”的双重作用，其可行性已得到飞行论证。美国用系绳长度 500m 获得了 25V、0.3A 电力的双向功能。

空间系绳发电系统尚处于演示试验阶段，距真正的飞行应用还有一定的距离。

3.6 太阳能电池阵/蓄电池系统

太阳能电池阵/蓄电池系统是应用最为成熟和广泛的航天器电源系统，是一个光能—化学能—电能的转换系统。太阳能电池阵/蓄电池系统一般由太阳能电池阵、蓄电池组、电源控制单元组成。在航天器的光照区，通过太阳能电池的光伏效应把太阳能转换为直流电能供给负载，并将部分电能转化为化学能储存于蓄电池组中，当航天器进入地影区或在光照区负载功率超出太阳能电池供电能力时，则由储能蓄电池通过控制单元中的调节装置向负载供电。

该系统采用的太阳能电池主要有单晶硅太阳能电池、砷化镓太阳能电池和薄膜电池三种，蓄电池组主要有镉镍电池、氢镍电池、锂离子电池等。这种供电系统的比功率可达 9~10W/kg（低轨），寿命可达高轨 15 年、低轨 10 年，功率可达 75kW（国际空间站）。除了深空探测等光照条件不佳的飞行器外，大多数航天器均采用这种电源系统。

3.6.1 组成

太阳能电池阵/蓄电池系统一般由太阳能电池阵、蓄电池组、

控制设备三部分组成。控制设备主要包括充电控制、放电控制、输出功率和电压调节等。根据系统拓扑构型的不同，组成系统的方式也不尽相同。

3.6.2 拓扑构型

太阳能电池阵/蓄电池系统拓扑构型按能量传输方式分为直接能量传输方式和母线串连调节方式两种。

3.6.2.1 直接能量传输方式

直接能量传输方式是指太阳能电池阵和蓄电池组的输出功率通过母线直接馈送给负载，即太阳能电池阵和蓄电池组与负载是并联的。系统的结构图如图 9.5-8 所示。

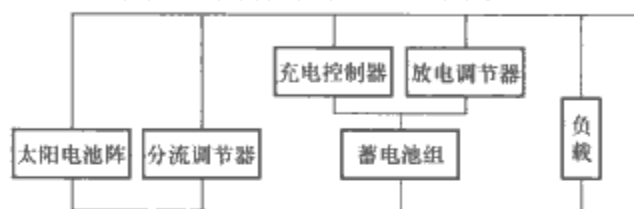


图 9.5-8 直接能量传输方式系统结构图

直接能量传输方式由于没有中间损耗，传输效率较高，控制较易，可靠性较高。这种方式在寿命末期太阳能电池阵输出功率自然衰减，在寿命初期太阳能电池阵输出功率高于负载需求时，通过分流器利用太阳能电池的伏安特性使部分太阳能电池电路的工作点移向短路端，降低太阳能电池的转换效率，多余能量大多转化为热耗向太空辐射，而不引入飞行器内部。

直接能量传输方式的缺点：太阳能电池阵的工作点设置在寿命末期太阳能电池阵的最佳工作点处，只能保证寿命末期太阳能电池阵输出功率的最大利用。而在寿命初期，太阳能电池阵势必工作在非最佳工作点处，能量利用率不是最佳。因此对于寿命初期功率要求很大的卫星，采用直接能量传输方式不能充分利用寿命初期太阳能电池阵的最大输出功率。

3.6.2.2 母线串连调节方式

母线串连调节方式是在太阳能电池阵与负载之间引入开关串连功率调节器，用来调节太阳能电池阵的输出。为了能够最大限度地利用太阳能电池阵的功率，一般设有太阳能电池阵峰值功率跟踪器，动态调整太阳能电池阵的工作点。系统的结构如图 9.5-9 所示。

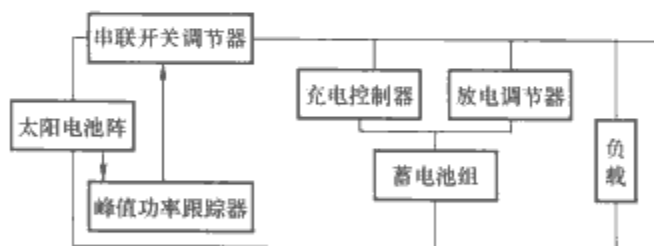


图 9.5-9 母线串连调节方式系统结构图

母线串连调节方式在母线传输回路串联了开关调节器，必然降低了传输效率，控制模式上又增加了峰值功率跟踪，控制难度相对较大。飞行期间，当太阳能电池阵输出功率高于负载需求时，将太阳能电池阵的工作点移向开路端一侧，多余能量大多转化为热耗向太空散去，而同样不引入飞行器内部。

母线串连调节方式适用于寿命初期有较高功率需求的系统，可以使寿命初期太阳能电池阵输出功率提高 6% 左右，但由于在传输回路中串接有调节器，传输效率要低于直接能量传输方式，而寿命末期太阳能电池阵输出功率也会比直接能量传输方式低。

4 太阳能发电装置

1954 年美国贝尔实验室研制成功第一个实用的硅太阳

电池片，虽然发电效率不高，并且价格昂贵，但还是开创了一种新的发电方式，突破了航天器能源携带有限的瓶颈。1958 年 3 月美国先锋 1 号卫星首次采用太阳电池提供能源，仅使用了约 108 片普通硅太阳电池，转换效率不到 10%，提供功率不到 1W，但由于太阳电池可以源源不断地将太阳能转换为电能，因此在解决了温度和辐照等环境影响后逐渐

在航天器上得到充分应用。1973 年美国天空实验室上安装了 73920 片 PN 结太阳电池，提供功率达到 6kW。我国于 1971 年在“实践一号”上首次使用太阳电池，到目前我国单颗卫星上太阳电池提供的功率已达到 10kW 以上。空间太阳电池阵的应用情况见表 9.5-7。

表 9.5-7 空间太阳电池阵应用情况

| 序号 | 卫星型号 | 太阳电 池结构 | 单片效率 (%) | 单板面积 (m ²) | 安装形式 | 面积比功率 (W/m ²) | 质量比功率 (W/kg) |
|----|-------------|------------|-------------|---------------------------|--------|------------------------------|-----------------|
| 1 | 东方红二号通信卫星 | BSR | 10.5 | — | 圆筒体装式 | 25.4 | 9.6 |
| 2 | 国际通信卫星 IV 号 | BSR | — | — | 圆筒体装式 | 22.1 | 11.9 |
| 3 | 东方红三号通信卫星 | BSR | 12.1 | 3.78 | 平板定向翼式 | 116.0 | 85.04 |
| 4 | 国际通信卫星 V 号 | BSR | 11.67 | — | 平板定向翼式 | 94.26 | 75.14 |
| 5 | 风云一号气象卫星 | BSF | 12.0 | 1.15 | 平板固定翼式 | 123.7 | 27.9 |
| 6 | 神舟系列飞船 | BSFR | 14.8 | 3.03 | 平板定向翼式 | 133.6 | 94.8 |

4.1 航天器太阳电池阵系统

太阳电池阵主要包括结构机构部分和太阳电池电路部分。结构机构部分用于支撑太阳电池电路，能承受发射段严酷的力学载荷和在轨段复杂空间环境，确保太阳电池电路处于最佳的发电状态，通常称为电池基板。太阳电池电路由有序地安装在太阳电池基板上的电池片构成的光伏发电电路组成。对于太阳电池阵系统而言，需要确定的主要参数为输出功率、输出电压、工作寿命、方阵面积、结构形式，各参数按如下方式进行确定：

- (1) 太阳电池阵的工作寿命一般同航天器的工作寿命。
- (2) 太阳电池阵的输出电压实际上是太阳电池阵的工作点电压，依据航天器母线电压和航天器结构进行设计，常规计算方法是航天器母线电压和太阳电池阵到电源系统母线控制点的功率传输压降之和设计为太阳电池阵输出电压，太阳电池阵的输出 IU 曲线如图 9.5-10 所示。

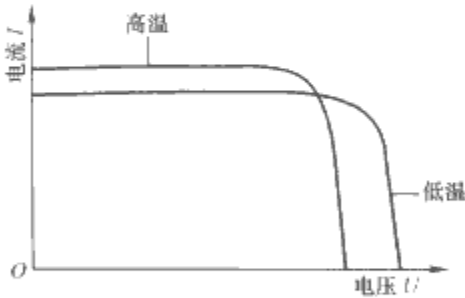


图 9.5-10 太阳电池阵输出 IU 曲线

- (3) 航天器的负载功率加上传输损耗和设计裕度之和即为太阳电池阵在航天器寿命末期的输出功率，与初期输出功率相比，主要考虑了太阳电池阵在长时间空间环境影响后的衰减。
- (4) 太阳电池阵的面积是综合太阳电池片的转换效率、温度系数、辐照系数、工作寿命、太阳入射角、飞行器姿态等因素后得出的，对负载功率为 P 的航天器所需要的太阳电池阵面积计算公式为

$$S = \frac{P/U_m U_d (1 + K_Y)}{1353 \eta \cos \alpha [1 - \eta'(T - T_0)] K_B K_E K_M K_{ZW} K_{ZH}} \quad (9.5-1)$$

式中： U_m 为航天器母线电压； U_d 为电池阵输出电压； η 为太阳电池转换效率； α 为太阳电池阵太阳入射角； T 为太阳电池阵工作温度； T_0 为 25℃； K_E 为太阳电池辐射衰减系

数； K_M 为太阳电池参数测试误差； K_{ZW} 为太阳电池组合损失系数； K_B 为太阳电池阵布片系数； K_Y 为太阳电池阵发电功率设计裕度； K_{ZH} 为太阳电池紫外辐照损失系数。

- (5) 太阳电池阵结构形式根据航天器自身结构特点、有效载荷需求以及轨道特点综合考虑，以展开式太阳电池阵居多。

太阳电池的选择是进行太阳电池阵系统设计的重要一步，一般原则是根据航天器构型、允许的太阳电池阵的包络、尺寸、寿命要求以及空间轨道辐照环境进行太阳电池的选择，在满足上述两个条件的情况下选择转换效率较高的太阳电池。基板的选择主要有刚性基板、半刚性基板和柔性基板，其中刚性太阳电池基板在国内已成熟使用。

4.2 太阳电池阵机械特性

4.2.1 太阳电池阵分类

太阳电池阵根据安装方式的不同可以分为体装式太阳电池阵和展开式太阳电池阵，根据基板类型又可以分为刚性、半刚性和柔性，根据展开方式可以分为有源展开和无源展开，根据定向情况又可分为不定向、对日单轴定向和对日双轴定向等，根据接收光照情况又可分为平板式太阳电池阵和聚光式太阳电池阵。图 9.5-11 所示为几种典型的太阳电池阵形状。

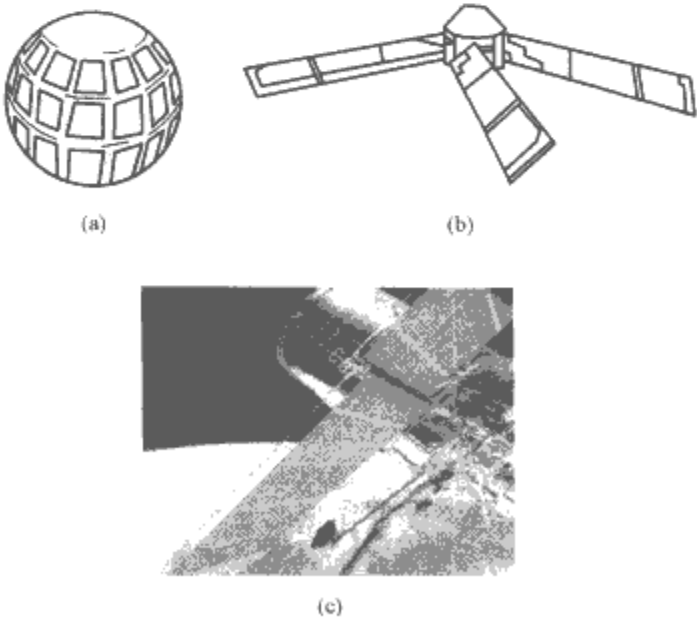


图 9.5-11 几种典型的太阳电池阵构形
(a) 体装式太阳电池阵；(b) 桨叶式太阳电池阵；
(c) 哈勃柔性太阳电池阵

体装式太阳能电池阵安装在飞行器外壳上，具体形状可以是圆柱体、圆锥体或者多面体，一般适用于自旋航天器；展开式太阳能电池阵安装在航天器外伸结构上，一般适用于三轴稳定的飞行器。将太阳能电池片安装在刚性基板上组成的太阳能电池阵一般称为刚性太阳能电池阵，这种刚性基板一般是铝材制备或者铝蜂窝芯加碳纤维组成复合材料基板，而半刚性太阳能电池阵基板的框架是刚性材料、中间太阳能电池支撑为柔性材料，这种太阳能电池阵相对刚性太阳能电池阵质量有所减轻。柔性太阳能电池阵则可以完全卷曲，方便航天器的携带且重量较轻。

4.2.2 太阳能电池阵机构

展开式太阳能电池阵机构一般包括压紧释放机构、展开锁定机构，对日定向太阳能电池阵还设有驱动机构。

机构要实现将多块太阳能电池基板连接起来，并与航天器通过某种形式固定，太阳能电池阵在发射前收拢压缩在航天器上，航天器入轨后太阳能电池阵展开，驱动太阳能电池阵对日定向，开始参与航天器供电。

太阳能电池阵展开机构形式多种多样，一般在完成压紧功能的同时也完成展开功能。对于刚性和半刚性基板组成的太阳能电池阵，采用的展开机构有以下几种形式：

- (1) 火工品起爆的无源展开机构。该机构利用压紧杆压紧、火工品起爆切断压紧杆后利用板间铰链和根部铰链的弹簧力使太阳能电池阵展开，也有记忆合金展开或者阻尼展开的展开机构。
- (2) 爪式固定的无源展开机构。该机构安装在航天器上，压紧时爪式机构压紧太阳能电池阵边框，需要展开时，压紧爪释放，太阳能电池阵利用铰链的弹簧力展开。
- (3) 有源展开机构。该机构利用电机带动机构的运动达

到太阳能电池阵的压紧和展开。

对于折叠式的柔性太阳能电池阵也都采用有源展开机构，但多采用收藏箱式。

4.2.3 太阳能电池阵基板

太阳能电池阵基板是太阳能电池片的依附体，对体装式太阳能电池阵来说，其基板就是飞行器的外壳，而展开式太阳能电池阵就设有专门的电池基板，它又有刚性基板、半刚性基板与柔性基板之分。

自 20 世纪 70 年代以来，大多数航天器的太阳能电池阵都是刚性基板，这种基板采用在某种类型的蜂窝结构两面胶结某种材料面板制成，既保证刚度又能够减轻质量。现在已经制成的铝蜂窝芯结构有球形、锥形、圆柱形、抛物面形和平板形等，面板也分金属材料、增强塑料材料和复合碳纤维材料等，由于碳纤维材料受温度以及紫外辐照等空间环境影响较小，因此使用最多的是铝蜂窝加碳纤维面板结构，我国几乎所有航天器太阳能电池阵基板都采用这种结构。由于碳纤维为导电材料，不能直接作为太阳能电池的安装基面，需要在碳纤维面板上再敷贴一层聚酰亚胺薄膜，作为太阳能电池与基板的绝缘。

半刚性基板是一种框架为刚性、框架内部太阳能电池的支撑面板为柔性的基板。前苏联以及现在俄罗斯的绝大部分飞行器都采用这种结构的基板，其后欧洲一些航天器也开始采用类似基板，我国的半刚性基板也逐渐进入工程应用。半刚性基板框架一般采用低模量碳纤维材料或者铝合金等金属材料，而柔性面板的形式则多种多样，各有特点，见表 9.5-8。使用较多的是俄罗斯采用的玻璃纤维网和美国的石墨纤维布，我国也采用了玻璃纤维网的结构形式。

表 9.5-8 基板材料性能比较

| 型式 | 两层聚酰亚胺薄膜夹铜箔 | 玻璃纤维复合材料与聚酰亚胺复合 | 石墨纤维布或 Kevlar 复合材料与聚酰亚胺复合 | 玻璃纤维增强 Kapton 带子编织成稀疏网格 |
|----|-----------------------------|-------------------------------|-----------------------------|--------------------------------|
| 特点 | 质量轻，刚度低，一般需刚性边框，对裂纹敏感，可靠性较低 | 质量较大，刚性较好，复合基材为有机硅，可抗原子氧的侵蚀 | 质量大，刚性好，但需加强对 Kevlar 纤维的防老化 | 质量较轻，刚性较低，电池可直接胶于或挂在基板上，一般也需边框 |
| 应用 | 美国的 SEP 和 SAFE、德国 ULP | 美国 FRUSA 和 Hubble（哈勃）、加拿大 CTS | 法国航空空间公司的太阳能电池阵 | 俄罗斯和乌克兰的大多数太阳能电池阵 |

柔性基板是在半刚性基板上的进一步发展，最早的形式是可折叠基板，不同于半刚性基板的是取消了刚性框架，后来又发展到柔性卷式基板。这类基板仅欧美航天大国应用，如加拿大 Harmes 卫星、美国洛克希德导弹和空间公司研制的 PEP 太阳能电池阵都属于可折叠式太阳能电池阵，美国 FRUSA 和哈勃望远镜（Hubble）上的太阳能电池阵采用的是柔性卷式太阳能电池阵。

4.3 航天器太阳能电池

4.3.1 航天器太阳能电池的特点

1954 年美国贝尔实验室研制成功第一个效率为 6% 的硅太阳能电池。1958 年 3 月硅太阳能电池首次应用于航天器，其转换效率为 10%。中国从 1958 年开始研制太阳能电池。1971 年 3 月，硅太阳能电池在中国第一颗科学实验卫星上应用成功。随后太阳能电池片开始普遍运用于各类航天器上。20 世纪 70 年代硅太阳能电池片在结构、性能和可靠性等方面日趋完善和成熟，三结砷化镓电池也已经成熟应用。航天器使用的太阳能电池片有以下特点：

- (1) 具有高可靠性。要求太阳能电池片失效率不大于 1FIT，需要具有长时间的储存能力、能耐受飞行器发射时振动冲击等力学环境，能承受在轨运行时高低温交变、紫外辐照、粒子辐照等特殊的空间轨道环境。
- (2) 高质量比功率。要求太阳能电池片具有较高的发电效率高并且质量轻。
- (3) 高贴片系数。由于航天器受运载火箭整流罩内包络的限制，太阳能电池阵的面积越小越好，因此要求同样的太阳能电池阵面积尽可能贴更多的太阳能电池片，提高太阳能电池阵面积的利用率。
- (4) 抗辐照性能好。空间粒子辐照会造成太阳能电池片的发电效率衰减，对航天器而言，电池片抗辐照能力越强，其长时间发电能力越强。
- (5) 由于航天器使用的太阳能电池具有负温度系，因此要求太阳能电池具有较低的太阳吸收率和较高的半球发射率，以利于降低太阳能电池的工作温度，照射到太阳能电池片上的太阳光一部分被反射和透射，剩余部分则被电池吸收，由于转换效率的限制，另外一部分太阳光能则被转换为热能，导致电

池片工作温度升高。
空间硅太阳电池使用情况见表 9.5-9。

表 9.5-9 典型空间硅太阳电池参数

| 电池类型 | 基体电阻率 ($\Omega \cdot \text{cm}$) | 电池规格 (长×宽, mm×mm) | 电池厚度 (mm) | 效率 (%) (AM ₀ , 25℃, 135.3mW/cm ²) |
|-------------|---------------------------------------|-------------------------|--------------|--|
| 背反射 | 10 | 20×40~ 80×80 | 0.2 | 11.5~12 |
| 背场背反射 | | | 0.2 | 14.5~15 |
| | | | 0.062 | 13.5~14 |
| 绒面背场 背反射 | | | 0.2 | 15~15.5 |
| | | | 0.062 | 14.5~15 |
| 背场背栅 | | | 0.2 | 14~14.5 |

4.3.2 太阳电池的结构及参数

最基本的太阳电池由 PN 结构成，异质结、肖特基势垒也可以得到较好的转换效率。太阳电池表面一般为梳状电极，背面为全面电极，为了防止表面的反射，还在半导体表面制备折射率介于半导体和空气折射率之间的透明薄膜层，即减反射膜。太阳电池的基本参数主要有短路电流、开路电压以及转换效率、填充因子、串联电阻和并联电阻等。

(1) 短路电流，一般用 I_{sc} 表示，是指太阳电池处于短路状态下产生的电流。它与入射光强度的对数成正比，理论计算公式为

$$I_{sc} = \int_{0.3}^{\lambda_0} (1 - R(\lambda)) F(\lambda) \eta(\lambda) d\lambda \quad (9.5-2)$$

式中： λ_0 为本征吸收波长； $R(\lambda)$ 为表面反射率； $F(\lambda)$ 为太阳光谱中波长为 $\lambda \sim \lambda + d\lambda$ 间隔内的光子数； $\eta(\lambda)$ 为收集效率。

(2) 开路电压，一般用 U_{oc} 表示，是指太阳电池处于开路时，对应光电流产生电动势。其理论计算公式为

$$U_{oc} = \frac{nKT}{q} \ln \left(\frac{I_{sc}}{I_0} + 1 \right) \quad (9.5-3)$$

式中： n 为电子浓度； K 为玻尔兹曼常数； T 为热力学温度。

(3) 填充因子，是一个用来定量描述太阳电池 IU 曲线的“方形度”的术语，用 FF 表示。其理论计算公式为

$$FF = \frac{P_{mp}}{U_{oc} I_{sc}} \quad (9.5-4)$$

(4) 转换效率，指在外电路中连接最佳负载 R 时，得到的最大能量转换效率，一般用 η 表示。其理论计算公式为

$$\eta = \frac{FF U_{oc} I_{sc}}{P_{in}} \times 100(\%) \quad (9.5-5)$$

(5) 串联电阻。太阳电池的串联电阻 R_s 是表示内部耗电损失的一种理想化形式，可以通过测量电池片的输出特性获得；

(6) 并联电阻。太阳电池的并联电阻 R_{sh} 是太阳电池内部漏电流的体现。

4.3.3 太阳电池的类型

最早研制成功的是硅常规太阳电池，发电效率仅为 7%，后来逐渐发展到以砷化镓电池为代表的化合物电池等，发电效率已接近 30%。太阳电池采用不同的材料，其基本特性不变，但其发电效率呈现较大的变化，表现的具体特性也存在差异。

太阳电池按材料类型可分为硅电池、掺锂硅电池、N-P 和 N-P-P+ 型硅电池、砷化镓电池、硫化镉电池以及其他金属氧化物电池，按构造可以分为平面结电池、垂直结电池、同质结和异质结电池等，按光学特性又可以分为抛光电池、

无光泽表面电池、无反射表面电池、减反射涂层以及背面反射电池等。

4.3.3.1 硅电池

最早太阳电池是采用 N 型硅制造的平面结、单晶硅电池，后来发现，采用 P 型硅制成的太阳电池在空间中的抗粒子辐照能力要高于 N 型硅制造的太阳电池，特别是发现范艾伦辐射带后，基本采用 P 型硅制备太阳电池。为了继续改善太阳电池的抗粒子辐照能力，开始有控制地在单晶硅电池中掺进少量的锂元素，使得太阳电池的电性能衰减得到控制。硅太阳电池的结构如图 9.5-12 所示。

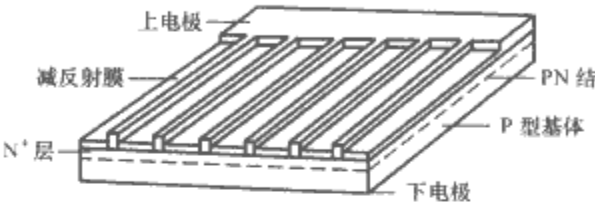


图 9.5-12 硅太阳电池基本结构组成图

经过几十年的研究发展，硅太阳电池的转换效率从最初的 6% 发展到 20%，已经达到了硅太阳电池的理论效率，并先后发展了紫光电池、背场太阳电池、绒面电池、背反射电池、背场背反射电池。

4.3.3.2 砷化镓电池

砷化镓电池是 III~V 族化合物电池中理论效率和抗辐射能力最高的，在 1962 年就已经获得效率为 8.5% 的电池。但由于材料固有的高成本以及研制中的其他困难因素，使得砷化镓电池研究一度中断，到 20 世纪 70 年代中期才重新开始研究，并获得了效率超过 16% 的电池。随着砷化镓材料价格逐渐降低，砷化镓电池也从单结发展到多结。图 9.5-13 所示为砷化镓单结电池的基本结构示意图。

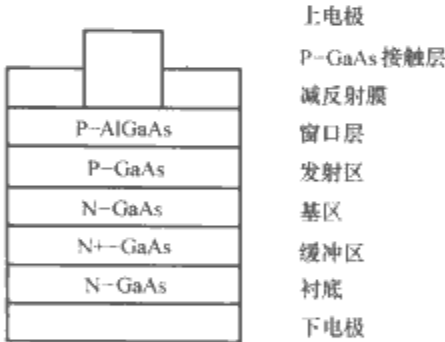


图 9.5-13 砷化镓单结电池基本结构

砷化镓电池的优点是：

- (1) 光电转换效率高。单结和多结 GaAs 电池的理论效率分别为 27% 和 50%。
- (2) 高温特性好。温度每升高 100℃，GaAs 电池效率下降约 8%，而 Si 电池下降约 12%。
- (3) 抗辐射能力强。 $1 \times 10^{15} \text{ cm}^{-2}$ 辐照后，GaAs 电池能量转换保持原值的 75% 以上，Si 电池只有 66%。
- (4) 可做成薄膜电池。GaAs 电池厚度为 5~10 μm ，Si 电池厚度一般大于 100 μm 。
- (5) 可制成高效多结电池，如双结、三结和四结。

砷化镓电池在空间的应用情况见表 9.5-10。

表 9.5-10 砷化镓电池应用情况

| 时 间 | 应用情况 | 研制国家或公司 |
|-------------|--|---------|
| 1970、1973 年 | Lunokhod I 和 II 宇宙飞船上 装有实验用 GaAs 电池 | 前苏联 |

| 续表 | | |
|-----------------|---|--------------------|
| 时 间 | 应用情况 | 研制国家或公司 |
| 1983 年 2 月 10 日 | 1800 片 2cm×2cm GaAs 电 池组成的方阵安装在海军 LIPS II 上实验 | 美国 Hughes 公司 |
| 1986 年 | 和平号轨道空间站, 装备了 10kW 的 Ga1-xAlxAs/GaAs 异 质界面电池, 方阵面积比功率 达到 180W/m ² | 前苏联 |
| 1988 年初 | CS-3 通信卫星上安装了 8000 片 2cm×4cmGaAs 太阳电池, 平均效率为 18.9% (AM ₀) | 日本三菱公司 |
| 1991 年 | UOSAT-5 卫星装备了 90W 的 GaAs/Ge 太阳电池 | 美国 Spectrolab |
| 1992 年 6 月 | S80/T 和 KISAT-A 卫星分别 装备了 116W 的 GaAs/Ge 太阳 电池 | 美国 ASEC |
| 1994 年 7 月 | STRV-1A 装备了效率为 18.5% 的 GaAs/Ge 太阳电池 | 英国 EEV |
| 1997 年 8 月 | HS601 HP 系列卫星, 采用 了 Ga0.5In0.5P/GaAs/Ge 叠层 太阳电池作为空间主电源 | Hughes 空间和 通信公司 |
| 2002 年 6 月 15 日 | Galaxy IIIc 卫星上采用了最 先进的效率高达 26.5% 的改进 型三结 GaInP ₂ /GaAs/Ge 太阳 电池 | 美国 Spectrolab |

5 航天器电池储能装置

航天器电源系统用的储能装置分为化学储能和机械储能两种, 化学储能能在航天器中得到普遍应用, 机械储能尚在研究中。化学电池是通过物质的化学反应将电能转换成化学能直接储存, 使用时可以将化学能转换成电能的储能装置。要实现这个转换过程必须具备下述两个条件: ①必须把化学反应过程中失去电子的(氧化)过程和得到电子的(还原)过程分隔在两个不同区域中进行; ②氧化—还原过程中电子的转移必须通过外线路传递。

早期的化学电池一般分为原电池和蓄电池两种。随着科学技术的发展, 电池品种不断增多, 现代化学电池依据其工作特性和储存方式不同, 一般分为以下四类:

- (1) 原电池。又称一次电池, 是经常处于可工作状态的一种电池。这类电池不能用充电方法使其活性物质完全复原, 放完电后只能丢弃。
 - (2) 蓄电池。又称二次电池或可充电电池。这类电池在放电后, 可以用充电的方式使其活性物质完全复原并继续放电, 而且充电和放电能够反复循环多次。
 - (3) 储备电池。这类电池的电极活性物质和电解质在储存期间并不直接接触, 因而能够长期保存而不失效, 只在使用前才临时注入电解液或用其他方法使电解质与活性物质发生作用, 进而“激活”电池使其放电, 因此又称激活电池。
 - (4) 燃料电池。又称连续电池, 其特点是只要活性物质不断注入, 电池就能长期不断地进行放电, 实际上燃料电池就是一个能量转换装置, 输入“燃料”而输出电能。
- 1957 年第一颗人造地球卫星上天, 开创了化学电池在航天飞行器中的应用新时代。经过几十年的发展, 大量的化学电池在航天器中都得到广泛应用, 如锌银蓄电池、镉镍蓄

电池、氢镍蓄电池、锂离子电池等。寿命仅几天的飞行器(如返回式卫星)采用比能量较高的锌银蓄电池作为储能装置, 寿命超过 1 个月以上的飞行器一般采用镉镍蓄电池或氢镍蓄电池作为储能装置。

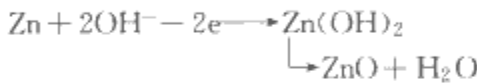
任何一个实用的化学电池都由正、负电极, 电解质, 隔膜, 壳体五个基本部分组成, 其中正、负电极是化学电池输出电能的源泉, 是决定电池性能的核心部分, 而电解质是电池用于传递电子的重要组成部分。储能电池的设计受到负载功率、单体电池平均放电电压、蓄电池的充放电效率、蓄电池放电深度、循环次数、放电时间、温度、充放电倍率等条件限制。

5.1 锌银蓄电池

锌银蓄电池是以金属锌为负极, 银的氧化物 (AgO 和 Ag₂O) 为正极, 氢氧化钾水溶液为电解液的碱性电池。锌银蓄电池不但比能量高而且比功率也很大, 理论值为 283A·h/kg。我国最早成功用于航天的电池就是锌银蓄电池。

5.1.1 工作原理

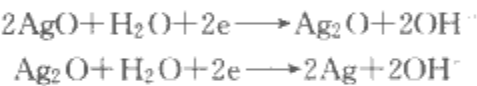
负极反应式为



反应的标准电极电位分别为

$$\begin{aligned} \text{Zn}/\text{Zn}(\text{OH})_2 &= -1.249\text{V} \\ \text{Zn}/\text{ZnO} &= -1.26\text{V} \end{aligned}$$

正极反应式为



反应的标准电极电位分别为

$$\begin{aligned} \text{AgO}/\text{Ag}_2\text{O} &= 0.607\text{V} \\ \text{Ag}_2\text{O}/\text{Ag} &= 0.345\text{V} \end{aligned}$$

电池的开路电压(电动势)等于正负电极的标准电位差, 因此, 锌银蓄电池的电动势 $E=1.856\sim 1.594\text{V}$ 。锌银蓄电池输出容量受温度、放电率的影响如图 9.5-14 所示。

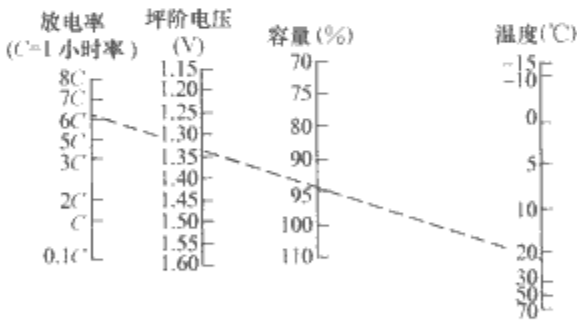


图 9.5-14 银锌蓄电池工作特性图

5.1.2 优缺点

(1) 优点。

- 1) 放电性能优良。主要表现在工作电压平稳、输出容量大和放电能力强。
- 2) 比能量高。除锂电池外, 锌银蓄电池是化学电池中比能量较高的电化学体系。图 9.5-15 所示为相同质量的各种蓄电池系统在同样放电条件下的性能对比。
- 3) 自放电率低。一般室温条件下, 锌银电池荷电储存 3 个月容量损失不大于 6%; 干态电池在室温状态下一年的容量损失不大于 2%。

(2) 缺点。

- 1) 湿态寿命低。一般在 3 个月以下, 当前经过延寿攻关, 湿态寿命可达 10 个月。

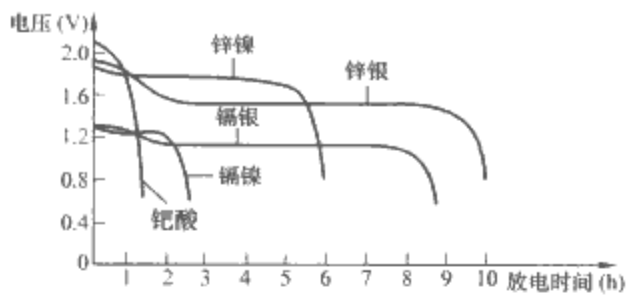


图 9.5-15 质量相同的各种蓄电池放电曲线图

2) 循环次数低。高倍率电池循环周次为 10~40 次，低倍率电池循环寿命 100~150 次，浅充浅放（放电深度 5%）电池的寿命可达上千次。

5.1.3 使用范围

根据锌银蓄电池的性能及优缺点，这种电池一般用于在轨寿命相对比较短的飞行器上作为一次电源使用，一般在轨工作时间不超过 3 个月，如返回式卫星的主电源、载人飞船的辅助电源等，而在运载火箭和导弹上使用普遍。该电池种类有用于火工品供电的几安时的电池组到“实践二号”卫星用的 1000A·h 的电池组。

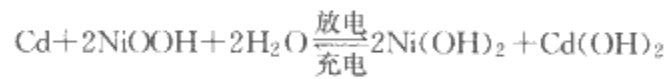
5.2 镉镍蓄电池

镉镍蓄电池自 1958 年第一次应用于探险者四号 (Explorer-IV)，是航天飞行器中应用最多、技术最成熟的蓄电池。其主要优点是可靠性高、性能稳定、寿命长、成本较低。镉镍蓄电池的比能量为 25~35Wh/kg，近地球轨道寿命最高可达到 5 年（25%放电深度下循环寿命接近 3 万次），而高地球轨道寿命达 8~10 年（大于 60%放电深度）。但镉镍电池的比能量相对较低，且高循环次数使用的放电深度较低，制成大容量电池的难度大。

5.2.1 工作原理

镉镍蓄电池以金属镉为负极，氧化镍为正极，氢氧化钾水溶液为电解液。

镉镍蓄电池的电化学表达式为



电池工作时，负极金属镉被氧化成氢氧化镉，充电时氢氧化镉又被还原为金属镉；正极 NiOOH 被还原为 Ni(OH)₂，充电时 Ni(OH)₂ 又被氧化成 NiOOH。

空间用镉镍蓄电池为全密封电池，其漏率要求在 $n \times 10^{-6} \sim 1 \times 10^{-8} \text{ Pa} \cdot \text{m}^3/\text{s}$ ，系数 n 保证长寿命电池工作的可靠性。全密封镉镍蓄电池单体的结构形式如图 9.5-16 所示。

蓄电池组的容量由电池的平均放电电压、放电深度、最大地影时间、蓄电池组串环节数、卫星功率需求、放电调节器的效率、线路压降等因素决定，可估算为

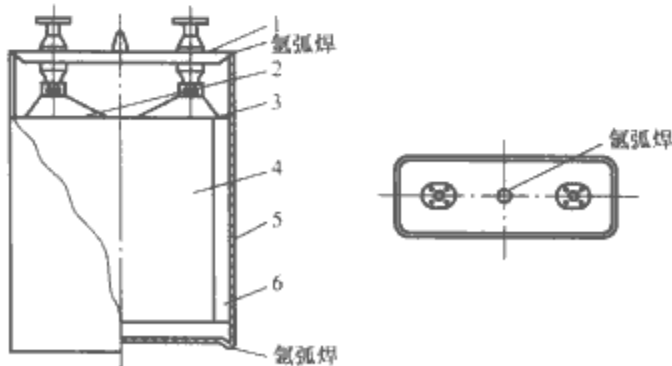


图 9.5-16 全密封镉镍蓄电池结构图

1—金属陶瓷封接盖；2—正极板组；3—负极板组；4—隔膜；5—池壳；6—塑料夹

$$C = \frac{(Pt + P_1 T_1)}{U_{bd} D}$$

式中： C 为蓄电池容量； P 为地影期间整星功率需求； t 为最大地影时间； P_1 为光照区要求电池补充的功率； T_1 为光照区电池补充供电的时间； U_{bd} 为蓄电池组平均放电电压； D 为允许的放电深度。

5.2.2 特性

(1) 放电电压及容量。镉镍蓄电池的放电电压与温度、放电倍率、放电深度和循环寿命有关。表 9.5-11 的数据清楚表明，随着温度升高、充放电循环次数增加、蓄电池组的放电电压降低。

表 9.5-11 镉镍蓄电池放电参数表

| 温度 (℃) | 放电深度 (%) | 6000 次循环的放电终压 (V) | 12000 次循环的放电终压 (V) |
|--------|----------|-------------------|--------------------|
| 0 | 15 | 1.22 | 1.205 |
| | 25 | 1.175 | 1.163 |
| 20 | 15 | 1.19 | 1.19 |
| | 25 | 1.176 | 1.173 |
| 25 | 15 | 1.14 | 1.12 |
| | 25 | 1.13 | 1.10 |

(2) 放电倍率。镉镍蓄电池的容量、放电电压与放电倍率有关，放电倍率越大，蓄电池放电容量越少、放电电压越低，一般蓄电池组的放电倍率不应超过 0.5C（ C 为电池额定容量）。

(3) 循环寿命。蓄电池的循环寿命与放电深度和工作温度有关，当循环寿命要求大于 10 000 次以上时，电池的放电深度不大于 20%。

(4) 工作温度。镉镍电池的充放电电压、放电深度、循环寿命容量等均受到温度的影响，工作温度范围在 0~20℃ 内为佳。

(5) 记忆效应。镉镍电池在长期浅充、浅放条件下，蓄电池的容量和工作电压等特性都会降低，称为“记忆效应”，在一定条件下“记忆效应”可以得到恢复。

(6) 自放电率。镉镍电池的自放电率约为每 3 天不大于 10%。

5.2.3 使用范围

根据镉镍蓄电池的特性，这种电池一般用于在轨寿命小于 2 年低轨道的航天器和小于 10 年的高轨道航天器上。

5.3 氢镍蓄电池

氢镍蓄电池根据储氢方式和电池的工作压力通常又分为高压氢镍蓄电池和低压氢镍蓄电池。高压氢镍电池是综合了氢氧燃料电池和密封镉镍电池技术的新型空间储能电池，也是在轨工作寿命最长的电池。氢镍电池的主要优缺点见表 9.5-12。

表 9.5-12 氢镍蓄电池特点

| 优 点 | 缺 点 |
|--|-------------------------|
| 高比能量 (60Wh/kg) 长循环寿命 (LEO, 40%DOD, 40000 次) 在轨工作寿命长 (GEO, 60%DOD, 15 年) 耐过充和过放能力强 | 初次投资大 自放电大 体积比能量低 |

根据负极结构的不同，氢镍蓄电池分为憎水性氢电极和亲水性氢电极两类，美国、法国、英国、日本及我国开发成

功的都是憎水性氢负极的氢镍蓄电池，俄罗斯研制成功的则是亲水性负极氢镍蓄电池组。按照其结构主要有以下三种氢镍蓄电池：

(1) 独立压力容器 (IPV) 电池。独立容器电池，电压 1.2V，每个容器内只有一个电池单体。图 9.5-17 所示为 IPV 电池的结构图。

(2) 共压力容器电池。共容器电池，每个容器里有多个电极组串联。

(3) 单压力容器电池。一个电池组共用一个压力容器，输出电压为电池组设计电压。

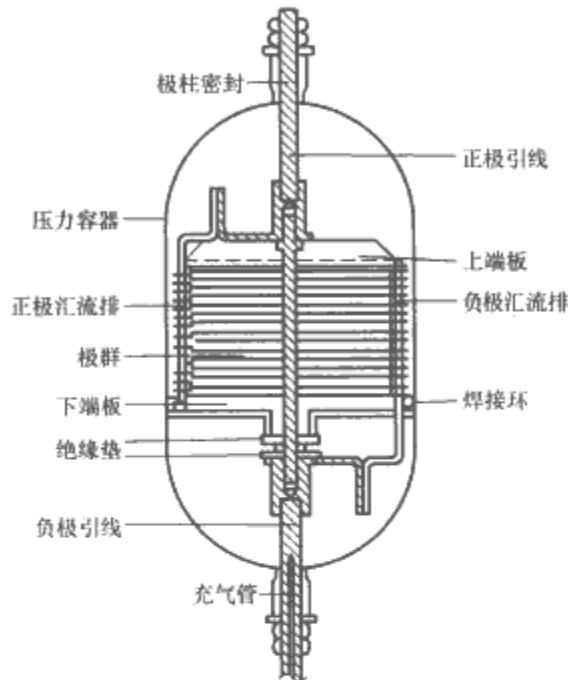
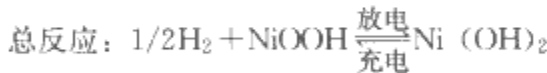
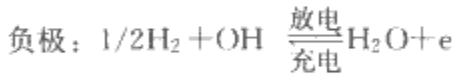
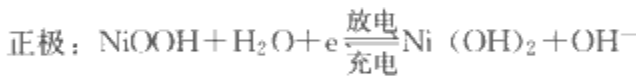


图 9.5-17 全密封镍氢蓄电池结构图

5.3.1 工作原理

氢镍电池化学反应表达式为



镍电极是烧结多孔基板通过电化学或化学浸渍制造的；氢电极是 Pt、Pd 催化电极，隔膜普遍采用氧化锆、钛酸钾和石棉等无机隔膜，它吸碱率高，在碱性环境中稳定，因此电池寿命长。

5.3.2 主要特性

(1) 充、放电特性。氢镍电池推荐采用恒流充电，充电速率在 $1/30 \sim 1\text{C}$ ，充电效率随环境温度的升高而降低。图 9.5-18 所示为在不同温度下电池充电到满荷状态时电池的充电特性，可以看出电池电压在充满时没有明显升高。电池在不同环境温度下，放电曲线见图 9.5-18，电池在 0°C 、 10°C 条件下容量较高， 30°C 、 50°C 时容量较低。

(2) 自放电率。活性物质氢气充满了氢镍电池的全部空间，自放电的机理正是由于 NiOOH 正极活性物质在氢气中被还原。在 20°C 环境中，电池 3 天的自放电率小于 30%。

(3) 寿命。氢镍电池被认为是寿命最长的蓄电池，在放电深度小于 40% 时循环寿命大于 35 000 次；循环寿命小于 80% 时，在 GEO 轨道可以运行 15 年。

(4) 工作温度。氢镍电池的工作温度一般不大于 15°C 。

5.3.3 使用范围

根据氢镍电池的特点，氢镍电池一般用于长寿命飞行器

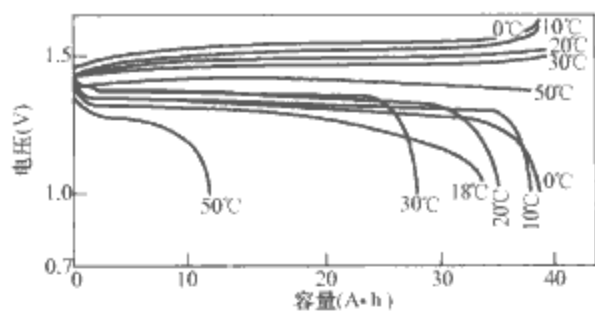


图 9.5-18 30A·h 氢镍电池的充放电曲线

上，如寿命 3 年以上的 LEO 轨道卫星或寿命 10 年以上的 GEO 轨道卫星上。

5.4 锂电池

锂电池通常是指以金属锂为阳极活性物质的一类化学电池的总称。金属锂是电位最负、比能量最高的金属材料。以锂为负极的化学电源必然具有工作电压高、比能量高的优势；但锂离子电池也存在明显的缺点和不足，安全问题成为人们关注的焦点，电压滞后现象影响了锂电池的推广和应用。锂电池分类如图 9.5-19 所示。

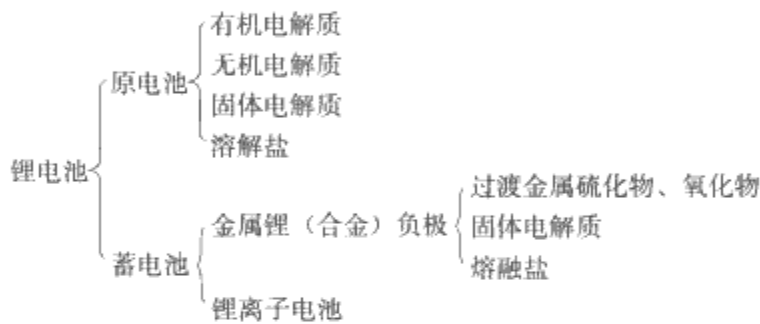
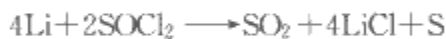


图 9.5-19 锂电池分类图

5.4.1 锂/亚硫酰氯电池

锂/亚硫酰氯 (Li/SOCl₂) 电池的反应式为



Li/SOCl₂ 电池的电动势为 3.65V，理论比能量为 1453Wh/L。航天用 Li/SOCl₂ 电池多采用锂容器限制设计，负极是金属锂片，正极由乙炔黑或碳黑材料与黏合剂制成，导电网栅为镍或不锈钢质。Li/SOCl₂ 电池的电解液一般是将 0.5~2.0mol/L 的四氯铝酸锂溶解在 SOCl₂ 中配制而成，由于这种溶液的强腐蚀性，要求电池的各种结构，如壳体、极柱、安全装置、导电网栅和电池组件等不但要耐腐蚀，还要具有良好的稳定性。

Li/SOCl₂ 电池温度性能优异，可在 $-40 \sim +70^\circ\text{C}$ 范围内正常工作。图 9.5-20 所示为温度对 Li/SOCl₂ 电池输出电压的关系。

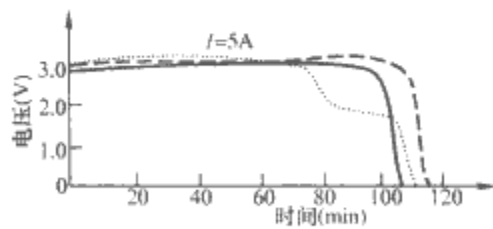


图 9.5-20 温度对 Li/SOCl₂ 电池输出性能的影响曲线

-20°C；——+20°C；……+70°C

1996 年 10 月 20 日~1996 年 11 月 4 日进行了 30A·h 的 Li/SOCl₂ 电池在返回式卫星上的首次飞行试验。

5.4.2 锂/二氧化硫电池

锂/二氧化硫 (Li/SO₂) 电池属有机电解液、可溶性

(气体) 阴极原电池。Li/SO₂ 电池的反应式为



电池开路电压 3.1V，工作电压 2.7~2.9V，比能量为 280Wh/kg 和 440Wh/L。

Li/SO₂ 电池的两个极与 Li/SOCl₂ 电池完全相同，分别是锂电极和碳电极，只不过阴极集流体改用了铝质材料；二氧化硫是电池的阴极活性物质。Li/SO₂ 电池的内阻很小，约 0.1Ω，具有较好的高速放电能力，其放电特性如图 9.5-21 所示。

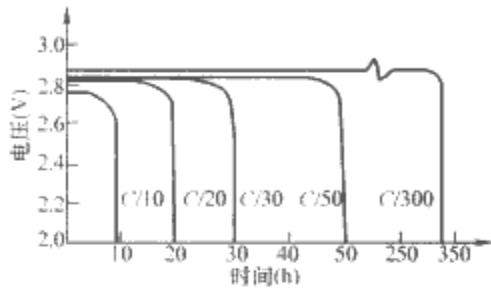


图 9.5-21 D 型 Li/SO₂ 电池各种不同负荷的放电特性曲线

Li/SO₂ 电池是唯一可在 (-54~+90)℃ 温度条件下工作的原电池，具有优于其他所有锂电池的低温性能。其低温放电性能如图 9.5-22 所示。

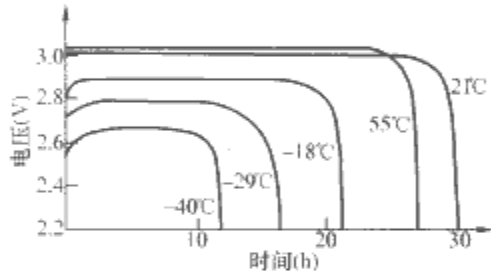


图 9.5-22 C 型 Li/SO₂ 电池的低温放电性能

我国航天器尚未使用过 Li/SO₂ 电池。

5.4.3 锂离子蓄电池

锂离子蓄电池的反应式可概括为



锂离子蓄电池的正极材料一般为含锂的过渡金属氧化物，M 是 Co、Ni、Mn 等；负极材料一般为碳（例如石墨、碳微珠和石油焦炭），采用有机电解液以及微孔聚丙（乙）烯隔膜。图 9.5-23 给出了 C/LiMn₂O₄ 锂离子蓄电池的充电机制。充电时，正极晶格中的部分 Li⁺ 迁出，经电解液进入负极碳的晶体内部，此时生成 LiC_x 化合物，使电池建立 4V 以上的电位，放电时负极碳中 LiC_x 化合物中的 Li⁺ 脱嵌，经电解液嵌入到 LiMn₂O₄ 晶格中，电池电压下降。

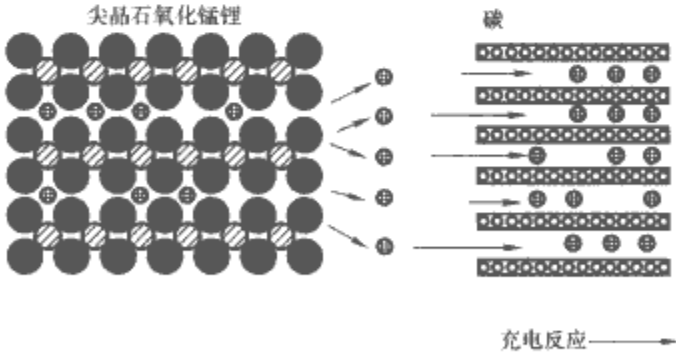


图 9.5-23 C/LiMn₂O₄ 锂离子电池放电反应示意图
●—锂 ⊗—锰 ●—氧

锂离子电池的优点是工作电压高达 3.6V 以上；充放电寿命长 (100%DOD 时可达 1000 次以上)，比能量高，单体电池可达 130Wh/kg，无记忆效应，维护方便，无污染，是真正的绿色能源；缺点是如出现过充，Li⁺ 将以单质态出

现，电池可能会产生安全问题。

6 航天器电源的控制技术

航天器电源的控制及管理技术主要体现在航天器电源控制、调节设备中，这些设备是航天太阳电池阵/蓄电池电源系统的重要组成部分。

航天器电源控制及管理技术实现的主要功能如下：

- (1) 控制系统的母线电压范围。对光照区要求调节的系统，需要完成对太阳电池阵输出电压的调节；对光照区不要求调节的系统，需要限制航天器出影时因电池阵低温所产生的高电压；对全调节的系统还需要对蓄电池组进行放电调节。
- (2) 对蓄电池组进行充电控制。包括充电接通、充电停止、电池保护等功能。
- (3) 完成太阳电池阵与蓄电池组的供电转换。
- (4) 控制系统的母线电压输出品质。采用滤波等措施确保输出品质达到负载要求；对于脉冲负载较多的航天器，提供专用的脉冲母线，以减少对供电母线的干扰。
- (5) 对长寿命航天器，根据地面指令对蓄电池组实施在轨再调理。
- (6) 提供电源系统与其他分系统及地面支持设备的接口，完成系统的指令接收和参数测量。

6.1 母线电压调节

6.1.1 电压调节方式

航天器电源系统的供电母线根据母线电压的调节方式有三种：不调节母线、半调节母线和全调节母线。

6.1.1.1 不调节母线

在光照区、阴影区分别由太阳电池和蓄电池直接向负载供电，中间不经过任何环节，其输出电压的上限为蓄电池的充电终止电压，其输出电压的下限为蓄电池组的放电终止电压。其结构如图 9.5-24 所示。

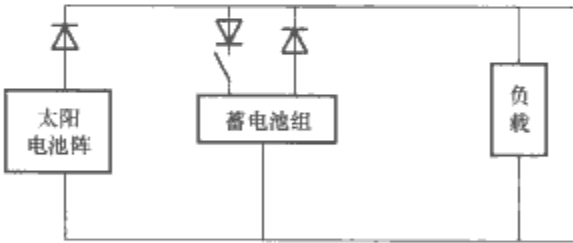


图 9.5-24 不调节母线系统结构图

该方法在早期卫星设计中有过使用，它的优点是控制简单、效率高、供电可靠；缺点是母线电压波动大、电池兼容性特性差、内阻较大、对设备要求高，一般已不再采用。

6.1.1.2 半调节母线

光照区母线电压通过分流调节器调节太阳电池阵的输出电压，使之稳定在一个比较小的变化范围内，阴影区利用蓄电池直接供电，其结构如图 9.5-25 所示。

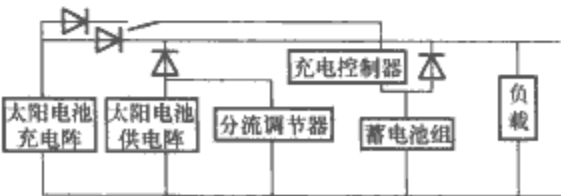


图 9.5-25 半调节母线系统结构图

这种方式的优点是电源系统的效率保持较高水平、内阻低，EMC 特性较好；缺点是在进出影转换过程中，母线电

压有一个跳变，对用电设备的要求比较高。只要负载允许，这种方式不失为电源系统的一种好的配置。

6.1.1.3 全调节母线

在半调节母线基础上引入了阴影区蓄电池放电调节，使得电源系统的输出电压在整个轨道上均稳定供电。其结构如图 9.5-26 所示。

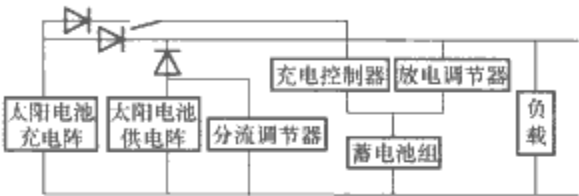


图 9.5-26 全调节母线系统结构图

全调节母线具有良好的 EMC 性能，降低了对负载的要求，适应通用化、模块化、组合化发展的要求，可以自主适应负载的变化，特别是实现多机组并网的必要条件。

飞行器电源系统一般采用全调节母线方式。在这种方式下，系统母线电压由分流调节功能和放电调节功能实施控制。

6.1.2 分流调节控制

由于太阳电池阵自身在受到太阳入射角变化，进、出地影，辐照等环境影响后，其输出特性会发生变化，同时由于负载的变化，太阳电池阵输出功率有时会多于需求，必然导致输出电压的增高。因此需要采用分流调节控制对太阳电池阵的输出功率进行调节。

分流调节控制的目的是稳定光照区的母线电压，并将太阳电池阵多余的功率通过消耗或改变太阳电池阵工作点的方式，不带入主母线中。

消耗型分流调节是将太阳电池阵多余能量通过电阻消耗掉。这种方法需要在航天器内设置大量的耗功电阻，同时增加了发热功率，给航天器的热设计带来了难度，已经很少采用。下面介绍两种常用的分流调节控制方法，这两种方法均是把太阳电池阵多余的功率通过改变部分太阳电池电路的工作点，降低这部分电路的发电效率，使其能量不进入航天器内，而是通过辐射的方式将热能辐射到太空中，即把多余能量控制在源头。

6.1.2.1 线性顺序分流调节控制

其原理是在每个太阳电池电路上均并联一个分流电路，在主母线误差信号的控制下，分流调节器各分流电路有序排队工作。任何一级都可以工作在线性状态，但只允许一级电路处于线性工作状态，对母线电压微调，其余各级导通或截止。导通的各级将对应的太阳电池电路对“地”短路，截止的各级所对应的太阳电池电路功率送至母线给负载供电。

这种控制方式有良好的 EMC 特性和母线纹波，但发热量较大，其发热量主要来自工作在线性级的控制电路。为减少发热量，一般采取两种措施：

(1) 将每个太阳电池电路设置的分流电路的并联抽头点尽可能靠近太阳电池阵负端，但要保证上端电路的开路电压在出影电池阵温度最低时不高于母线供电电压，一般设置在距负母线 2/3 处，这样可以降低分流电路的工作电压，进而降低发热量。

(2) 增加太阳电池电路的数量，减少每个电路的电流输出。一般每个电池阵电路的输出电流不大于 2A。

这种控制方式中太阳电池阵与分流调节器的连线较多，分流器一般需安装在舱外太阳电池翼的连接架上，因此空间辐照、温度等条件均较为苛刻。但是由于这种分流方式一级

所分流的能量较小，失效后对整个太阳翼功率输出影响较小，可靠性高。

6.1.2.2 开关分流调节控制

其原理与线性顺序分流调节控制类似，所不同的是微调级处于开关工作状态。通过脉宽调制电路调节开关管的导通占空比来实现微调级的作用。

由于采用了 MOS 功率开关管，微调级发热量很少，因此分流电路的并联抽头可以直接设置在太阳电池电路的输出正端，同时每个电路的分流电流也可以增大，一般可达 7A 以上，显著减少了太阳电池电路的数量。但是由于一级工作在开关状态，母线纹波较大，需要并联更多的滤波电容，并且这些电容的高频特性要求较高。

这种控制方式中太阳电池阵与分流调节器的连线较少，分流器一般可安装在舱内，空间辐照、温度等条件相对较好，有利于实现控制一体化设计。但是由于这种分流方式一级所分流的能量较大，失效后对整个太阳翼功率输出影响较大，一般需要开关功率管串联冗余，也抵消了部分发热量和质量的劣势。

两种控制方式的比较见表 9.5-13。

表 9.5-13 线性分流和开关分流调节控制的对比

| 性 能 | 线性分流 | 开关分流 |
|--------|----------|----------|
| 效率 (%) | 95 | 97 |
| 纹波 | 小 | 较大 |
| 单级容量 | 不大于 2A/级 | 不小于 7A/级 |
| 国内状态 | 已应用 | 已应用 |

6.1.3 放电调节控制

放电调节控制的目的是为了控制阴影区的母线电压。一般是在蓄电池组的输出端和母线之间串联一个放电调节器，调节蓄电池的输出电压，使其稳定在一定范围内。普遍采用的是脉宽调制的开关稳压电源。

地面用开关电源已相当成熟，各种先进的拓扑结构、软开关等技术在航天器电源系统中也逐步得到了应用，设计重点主要为功率器件的空间环境适应性以及热设计。

放电调节控制方式分升压式和降压式两种。在同样的供电需求条件下，降压式放电调节所需配置的蓄电池组单体串联数量较多，单体电池要求的容量相对小一些，其可靠性相对较低一些。如果采用升压式的放电调节，所需的蓄电池组串联数量可减少，但单体电池要求的容量相对大一些。

两种控制方式的比较见表 9.5-14。

表 9.5-14 升压和降压放电调节控制的对比

| 性 能 | 升压式 | 降压式 |
|----------|----------|---------|
| 蓄电池串联数 | 较少 | 较多 |
| 可靠性预估值 | 较高 | 较低 |
| 转换效率 (%) | 95 | 92 |
| 国内水平 | 1500W/模块 | 300W/模块 |

6.2 蓄电池组充电控制

采用不同的充电程序对电池性能和寿命的影响也不同。充电控制的目的是为了能够更好地保护电池组的性能，延长寿命。充电控制的内容主要包括充电制度选择、充电电流控制和充电终止控制。

6.2.1 充电制度选择

合适的充电制度对提高蓄电池充电效率、改善性能、增

加寿命均有好处。其制约条件为飞行器的运行轨道，即每个周期内允许的充电时间。

对高轨道飞行器，如地球同步轨道，由于一个周期 24h 中有足够的时间（22.8h）可用于充电，因此充电制度的选择主要从改善电池性能、增加电池组寿命、提高太阳电池翼利用率来考虑。一般采用充电率渐变的充电方式，最大充电倍率为 $C/8 \sim C/10$ ，最小充电倍率为 $C/80 \sim C/100$ 。对于有两组以上蓄电池组的系统，还可以采取轮流充电的方法。

对于低轨道飞行器，可充电时间少。如 400km 轨道运行周期 90min，可充电时间只有 54min，所需的充电电流几乎与负载电流相当，因此太阳电池阵有几乎一半用于充电，因此低轨道充电制度首先要确保在有限的时间内完成充电，即根据轨道周期、光照时间来确定充电电流，充电电流尽可能不超过 $C/2$ 。

6.2.2 充电电流控制

充电电流的选择取决于多个因素：负载功率、一个轨道周期内蓄电池组的用电量、光照区可充电时间、蓄电池组的充电效率、蓄电池组的工作温度范围、蓄电池组的发热量等。为了适应整个寿命期内蓄电池组的性能变化，一般设计上充电电流有多种可以选择。

充电电流控制方法一般有两种：

(1) 利用太阳电池的恒流特性设置充电阵，通过不同的太阳电池片并联数选择不同的充电电流。这种方式的充电控制效率很高，一般可以达到 97%。但是由于蓄电池组充电电压是变化的，且一般低于太阳电池阵 EOL 的最佳工作电压，因此一般太阳电池阵的充电阵工作点电压会被蓄电池组箝位，处于效率较低的偏向太阳电池阵 IU 特性曲线短路端进行工作，使充电阵不能完全得到利用。

(2) 设置脉宽调制方式的蓄电池充电控制，太阳电池阵不分充电阵和供电阵，蓄电池充电电流在母线上取电，根据蓄电池的充电状态调节蓄电池组的充电电流和电压。这种充电调节器可以是升压的也可以是降压的。这种控制方式的效率一般为 90%~95%，但是由于太阳电池电阵不受蓄电池组箝位，太阳电阳电池阵可以工作于最佳工作点状态，综合效率并不低。另外，这种方式有利于太阳电池阵的统一布片和电源分系统的统一管理。

两种充电电流控制方法的特点对比见表 9.5-15。

表 9.5-15 两种充电电流控制方式对比

| 性 能 | 充电阵方式 | 设置脉宽调制方式 |
|------|-------|----------|
| 结 构 | 简单 | 较复杂 |
| 控制效果 | 较好 | 好 |
| 系统效率 | 较高 | 高 |
| 可靠性 | 较高 | 较高 |

6.2.3 充电终止控制

充电终止控制是寻找表征电池已充满的特征，并建立相应的控制方法及时终止充电，使蓄电池组不至于发生过充电，避免影响蓄电池组的性能及工作寿命。

常用的控制方法有 $U-T$ 控制、 $P-T$ 控制、Ah 控制、第三电极法控制等，这些控制方法正逐渐由硬件实现向软件实现转换。

(1) $U-T$ 控制。 $U-T$ 控制用于镉镍蓄电池组。它利用蓄电池组容量、电压、温度之间的关系进行充电终止控制，对于某一特定的温度，均有一个理论控制值，当电池电压达到设定值时，控制断开大电流充电回路。为适应寿命初期、末

期、局部失效等不同状态下的电池性能，一般均设置多条 $U-T$ 控制曲线，根据需要进行选择。

(2) $P-T$ 控制。 $P-T$ 控制适用于氢镍蓄电池组。氢镍蓄电池组的压力与荷电状态关系密切，放电时，电池内部的氢气压力线性下降，充电时则线性增加，充满时则保持稳定状态。 $P-T$ 控制就是利用这一性质来进行充电终止判断，自动断开大电流充电回路。为适应寿命初期、末期、局部失效等不同状态下的电池性能，同样需设置多条 $P-T$ 控制曲线，根据需要进行选择。

(3) Ah 控制。Ah 控制适用于镉镍、氢镍蓄电池组，也叫电子电量计控制。它根据每个放电周期内电池组的放电数量来决定充电时所需的充电电量。电子电量计在放电时持续计算电池组放出的安时数，转入充电时记录最终的放电容量，充电时持续计算电池组充入的安时数，当放出的电量得到完全补充后，终止充电。

(4) 第三电极法。此方法适用于短寿命的镉镍蓄电池组。在镉镍电池充电后期及过充电开始以后，会不断析出氧气，因此电池气室中的氧分压不断增大，即在电池充电初期，电池气室中的氧分压为一变数，一定的氧分压对应电池的一定充电状态。第三电极法就是在电池中加入一个氧电极，氧电极电位随氧分压变化，根据其电位变化来决定电池是否充满。

6.3 系统管理技术

随着航天器电源系统的不断发展，系统的构成及功能越来越复杂，涉及的控制手段也越来越多样化，负载的需求变化众多，寿命的延长和对地面支持的依赖尽量低的需求也对系统管理技术的发展提出了新的要求。

为适应新的要求，开始发展航天器电源系统管理技术，对系统的分流、放电、充电等控制从一体化控制，发展出三域控制、S4R 控制等新的控制思想和技术，并得到了初步的应用。

在此基础上，正在发展系统全面智能管理技术，对自身的状态进行检测，按照不同级别进行故障的处理，对系统工作状态进行动态调整、自主寻优等，目的是减少地面支持的需求，在一定程度上自主进行系统工作状态的调整、故障的诊断和处理。目前国内的相关研究尚处于地面研究阶段，还没有成功的飞行验证。

欧洲太空局为国际空间站研制的哥伦布舱的电源系统，在系统方案中贯彻了全面系统管理的思想，将管理分为三个层次：飞行器系统级，分系统级以及设备级。飞行器系统级由飞行器数据管理系统收集系统信息进行诊断和对策，分系统级由电源系统管理器收集电源系统运行信息进行诊断和对策，设备级由电源系统各单机设备对单机内部的信息进行诊断。各级有不同的职责和权限定义。

国内对系统管理技术研究的一些方向：

(1) 全面系统管理的框架设置。研究如何合理设置整个系统管理的框架，管理层次的划分，各个管理层次的职责确定，工作准则及优先级的制订等。

(2) 系统自寻优控制技术。研究如何自主确定系统的最佳控制状态，包括方阵输出功率最优化调节技术及蓄电池工作模式最优化调节技术等。

(3) 故障诊断、防护及自主重构技术。研究系统故障模式及对策的确定，系统故障诊断及重构方案的确定；研究具有自学习功能的故障检测处理专家系统；研究故障防护设计技术，对于故障严酷度不可接受或严重的故障必须要考虑防

护设计，一般考虑的环节有分流电路的短路及开路保护、充电控制过流过压保护、母线欠压保护等。

(4) 能量平衡自主调节技术。研究多圈能量平衡评估技术的确定，负载控制方案的确定及多余能量调节的控制模式。在负载需求大时充分利用系统资源，在负载需求小时尽量减少带人舱内的热量。

7 空间供配电系统

空间供配电系统的任务是安全可靠地将电源系统产生的电能分配传输到飞行器上各用电设备，并对各用电设备的配电进行控制。其功能主要如下：

- (1) 通过电缆网将电能传输到飞行器上各用电设备。
- (2) 进行电源转换，满足用电设备供电要求。
- (3) 在用电设备故障情况下进行线路保护。
- (4) 提供过载保护和电源故障隔离。

空间供配电系统分为三种形式：

- (1) 集中配电。整个飞行器内只设置总体一级配电器，所有用电设备的配电控制点集中在一起，控制指令只发送到该配电器即可对各用电设备用电进行控制，并也只设置一级变换装置，对各用电设备所需电源进行集中变换，使电源电压、输出功率、电压稳定度、一级纹波等参数都能满足各用电设备要求。
- (2) 分散配电。飞行器内各用电设备的配电控制点分散设置，控制指令需要发送到各用电设备或其所属分系统进行配电控制，设备自身或其所属分系统进行电源变换以满足该用电设备对电源各参数的需求。
- (3) 集中和分散结合配电。它是上两种配电系统的综合，可以是集中配电、分散变换，也可以是集中变换、分散配电。

三种方式各有优缺点，根据飞行器的大小、用电要求等因素进行综合选择，对于小卫星和微小卫星一般采用集中配电，而对于大型航天器一般多采用集中和分散结合的配电方式，但随着产品“三化”（模块化、通用化、组合化）的发展，分散配电成为主要的发展方向。

7.1 常用器件

无论哪种配电系统，其目的是一致的，都是为了传输电能到各用电设备、对电源进行变换以满足飞行器中各用电设备的用电要求并对其进行控制，因此需要用到一系列关键器件，如熔断器、继电器、电源变换器、电连接器以及电缆

等。对于载人航天器还需要一些特殊的控制开关和可恢复的断路器等器件。航天器的运行环境、可靠性、安全性以及发射环境对这些器件有着特殊而严格的要求。

7.1.1 熔断器

熔断器主要用于电源过流保护，属于一次性不可恢复器件，因此对于不可维修的航天器来说，熔断器的选择必须慎重，尽量选择高可靠熔断器，并有充分措施防止误熔断或者不熔断。对于航天器上的关键设备，尽量避免选用熔断器，而对于非关键设备选用熔断器要考虑熔断器的冗余备份，还要考虑一旦熔断器失效，不会丧失全部功能。

熔断器的使用按照 GJB/Z35—1993《器件降额准则》和 MIL-STD-1547《航天器与运载器电子元器件、材料和工艺》以及航天器各型号专用建造规范进行。熔断器电流值的选择程序如下：

- (1) 测量设备的最大稳态电流以及环境温度，选择熔断器合适降额因子。
- (2) 根据降额因子以及最大稳态工作电流选择熔断器合适的额定电流值。
- (3) 复核设备发生短路故障时，是否有足够的电流使该熔断器在一定时间内熔断，一般要求短路时，电流能达到熔断器额定电流值的 2 倍以上，从而保障熔断器能真正起作用。
- (4) 复核熔断器是否满足设备浪涌电流的要求。

7.1.2 继电器

继电器主要用于用电设备电源的加载和切除，是配电控制的主要元器件。航天器使用的继电器主要分为电磁继电器、磁保持继电器以及固态继电器，另外还有时间继电器和温度继电器。电磁继电器和磁保持继电器属于机械式继电器，具有机械触点，而固态继电器是由电子元器件组成的，依靠功率开关管输出，没有机械触点。

电磁继电器需要依靠对继电器线圈加电来保持触点的接通或断开，一旦线圈断电，则继电器触点恢复到初始状态。而磁保持继电器的接通和断开各有一个线包，一旦继电器触点接通或断开后，线包不需要再加电，继电器仍保持在现有状态。时间继电器和温度继电器则是时间达到设定值或者温度达到设定值后继电器接通或断开。

继电器的选择根据配电回路的功率需求进行降额选择，降额按 GJB/Z35—1993《器件降额准则》进行，国内可以选择的典型的航天继电器的性能参数要求见表 9.5-16。

表 9.5-16 常用继电器参数表

| 序号 | 触点负载 (A) | 温度范围 (℃) | 力学条件 | 线圈电压 (V) | 寿命 (次) | 型 号 |
|----|-------------|-------------|-----------------------------------|-------------|-----------|----------------------------|
| 1 | 0.5~5 | -65~+125 | 10~2000Hz，不低于 147m/s ² | 5、12、28 | 20 000 | 2JB0.5-1、2JL0.5-1、JRC-200M |
| 2 | 6~15 | -55~+85 | 10~2000Hz，不低于 147m/s ² | 28 | 10 000 | 1JT15-1 |
| 3 | 16~75 | -65~+85 | 10~2000Hz，不低于 147m/s ² | 28 | 5000 | 1JB75-1、1JT50-1 |

7.1.3 电源变换器

航天器使用的电源变换器主要有直流—直流（DC/DC）变换器、直流—交流（DC/AC）变换器、交流—直流（AC/DC）变换器。早期航天器使用的变换器基本上都为线性稳压变换器，在开关电源技术发展成熟后，普遍使用开关稳压变换器。

DC/DC 变换器主要功能是将航天器上直流一次母线电压变换为用电设备所需要的直流电压，这是目前国内航天器

上的一种主要变换方式。DC/AC 变换器则是将航天器上直流一次母线电压变换为用电设备所需要的交流电压，这种方式主要用于航天器上的电机和陀螺供电。上述两种方式都是基于航天器一次母线为直流母线，美国航天器还采用了 400Hz 交流一次母线，其用电设备则需要使用 AC/DC 变换器将交流母线电压转换为直流电压。

电源变换器在航天器上的应用主要需要考虑器件的抗辐照、真空状态下的传导和辐射散热等因素，限制使用锗半导

体器件、塑封器件、可变电阻电容以及可控硅等器件，内部器件的选用要求符合航天相关标准，同时需要考虑输入、输出的过压和过流保护。

早期的电源变换器都采用为用户设备定制的方式进行，在DC/DC变换器发展成熟后，逐渐开始采用模块化DC/DC器件。这类DC/DC器件国内产品还处于研制和试用阶段，大多使用进口器件，主要是美国Interpoint、IR两家公司的产品，效率达到80%以上，体积小、质量轻，功率5~120W；国内主要有中国空间技术研究院研制的产品，但国内产品转换效率只能达到70%，体积大、质量重，并且产品型号也有限。

7.1.4 电连接器

电连接器是航天器配电系统进行功率转接和信号转接的重要器件，接点选择时也要求按照GJB/Z35—1993《器件降额准则》进行，并且要求双点并联。航天器采用的电连接器需要考虑高低温交变、原子氧以及紫外辐照等环境因素。因此，针对电连接器制定了相关禁用工艺和材料。

国内航天器配电系统使用的电连接器主要为J36A、Y4、Y2、Y27、YB系列，J3、J4、J14系列等，接点芯数2~121点，国外产品一般为德驰、苏里奥公司等的产品。

7.1.5 电缆

电缆也是配电系统比较重要的功率传输设备，如同电连接器，一般考虑双点双线并联使用，电缆的降额需要根据整束电缆通过的电流、环境温度等因素来综合考虑，而不仅根据单根导线来考虑降额。图9.5-27~图9.5-29所示分别为单根导线的额定电流曲线、导线成束的降额曲线及不同气压下电缆设计需要考虑的降额曲线。

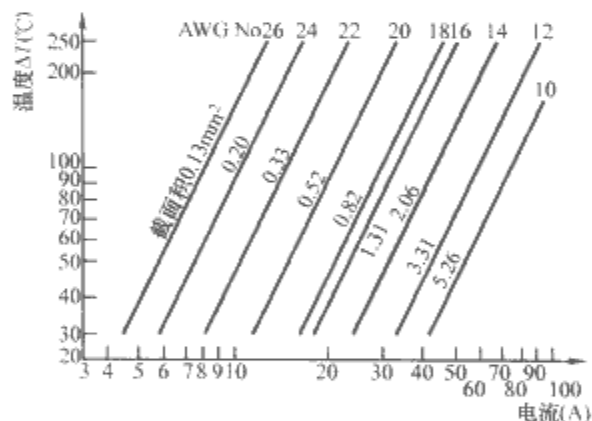


图 9.5-27 单根导线的额定电流

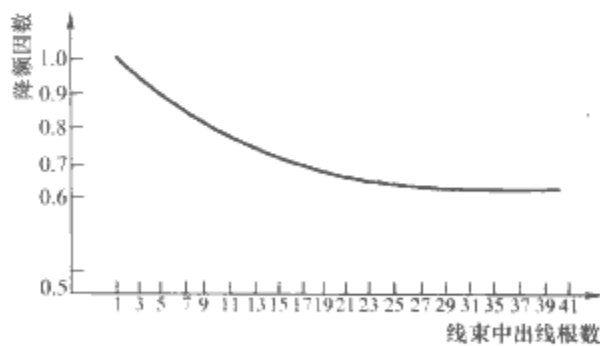


图 9.5-28 导线成束的降额曲线

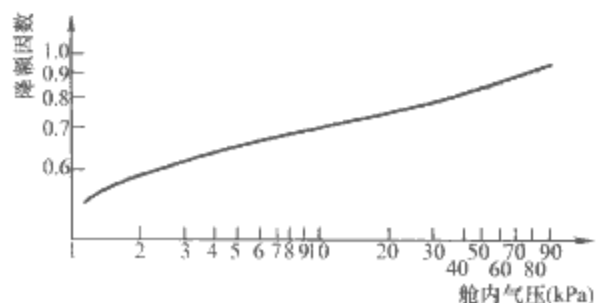


图 9.5-29 不同气压下电缆设计需要考虑的降额曲线

7.2 电磁兼容设计

供配电系统电磁兼容设计要点如下：

- (1) 采用输出线和回线双线制，不能使用结构作为回线。
- (2) 一次电源的负端实行单点接地，且通过配电器引出搭接线，搭接在航天器的单点接地栓上，搭接电阻不大于 $2.5\text{m}\Omega$ 。
- (3) 航天器应满足等电位设计要求，结构和单机导电部分任意两点间的直流电阻不大于 $2.5\text{m}\Omega$ 。
- (4) 单机内部电源回线不允许接机壳，相互间隔离电阻应大于 $1\text{M}\Omega$ 。
- (5) 感性负载的输入端应有抑制电路，减少反电动势对电源或接口电路的冲击。
- (6) 电缆网应按要求进行屏蔽、双绞、接地以及电缆敷设等措施来满足电磁兼容要求。

7.3 配电控制

航天器配电的控制通过配电器来实现，其主要功能是接收开关指令对分系统、电气设备和部件进行供电控制，主要任务如下：

- (1) 负责进行地面电源和航天器内部电源的切换，主要是地面测试过程中和发射前需要进行切换考虑。
- (2) 接收地面指令或者飞行程序指令，进行供电的切换。
- (3) 发射过程中必要的紧急关机，从而一定程度上保证航天器设备的安全。
- (4) 进行过载保护，保护电源母线不因某个设备过流而使母线电压低于要求值。
- (5) 进行各设备负载电流测量，从而供飞行器或者地面进行工作状态判断。
- (6) 进行供电状态监测。
- (7) 配合电缆网设计，通过配电器进行跳线，理顺电缆走向。

因此配电控制的主要工作是通过飞行程序控制指令或者地面指令控制各用电设备的加电顺序、加电时间、断电时间及顺序，同时通过合理的配电设计使配电控制达到航天器要求，另外为配合航天器的地面测试，对地面电源的加电和断电进行控制。

配电控制系统中比较特殊的是对航天器上火工品供电的管理，由于火工品的易爆性，要求对其管理要高安全、高可靠。对火工品管理的主要器件是继电器，设计时一般通过三组继电器和三条指令来接通火工品的负线、正线和点火，且各指令均采用双指令。火工品供电电流比较大，且必须在点火后200ms内断开火工品电源，同时还需要在火工品供电线路中考虑合适的限流电阻以保证供电电流小于火工品的起爆值的上限，大于起爆值的下限，确保安全起爆。限流电阻的另一作用是在火工品起爆后一旦出现桥丝搭壳时，限流电阻可以被烧断或阻值变大。

7.4 电缆网的设计

航天器配电系统中电缆网的作用是把彼此孤立和分散的设备、部件连接起来组成一个整体，以实现电功率传输和信号传递。电缆网分低频和高频两种，由电连接器和导线束构成。

电缆网的设计要求尽量使每根电缆的接点一一对应，且

电缆分叉尽量少，走线尽量短。电缆网设计的依据是航天器的接点表，再根据航天器仪器设备的外形图和设备布局图绘制航天器设备的电连接框图，在该连接框图上表示出每根电缆的走向和设备的各个电连接器的连接关系。为便于制作、敷设和维修，电缆网的单根电缆应控制一定的规划，一般单根电缆的电连接器个数不多于 15 个，电缆间通过设置过渡电连接器实施分割。

随着航天器的日益复杂和设备安装密度的提高，在电缆的设计与制作中出现了“模板化电缆”的概念，即电缆网不

是单根独立地设计和制作，而是在一个模拟真实航天器的设备布局的模板上，直接根据航天器的接点表进行放线、绑扎成型，然后下模板进行电连接器的安装，整个模板电缆以成型的状态进行电装、检验、运输和安装。模板电缆是根据设备布局的相近性为构成依据，电连接器数量少，减少了过渡电连接器和相应的连接导线、安装支座等，可以较大地减轻电缆网的质量。载人飞船推进舱电缆网设计，模板化后减轻了近 1/7 的质量。

第 6 章 超导与强磁体技术

1 概述

1.1 超导体的基本物理特性

1911 年,荷兰莱登实验室的卡麦林·昂尼斯在测量金属在低温下的电导率时发现了超导现象和第一个超导体——金属汞。其后近百年的研究表明,超导体有两个基本特性:首先是在一定温度下表现出零电阻,利用这一现象可无阻地传输一定强度的直流电流,这为超导输电、超导磁体等应用创造了条件;第二是在 1933 年,迈斯纳和奥克森菲尔德两位科学家发现的“迈斯纳效应”,即如果把超导体放在磁场中冷却,在材料电阻消失的同时,磁力线将从超导体中排出,这种现象也称为完全抗磁性,它使外磁场在进入超导体内部时受到抵抗,当带有磁场的物质在靠近超导体时呈现排斥作用,利用这一作用可以实现超导磁悬浮装置。零电阻和完全抗磁性是超导体的两个最基本的宏观物理特性。

1.2 约瑟夫森效应

随着量子物理学的发展,研究表明,超导现象实际上是一种宏观量子现象,超导体中的超导电流是由互相耦合的电子(或空穴)承载的,因此超导体具有量子干涉特性。1962 年,约瑟夫森(Josephson)首先在理论上预言了超导量子隧道效应,随后,安德森和罗厄耳等人从实验上证实了这一预言:当两块超导体通过绝缘薄层(厚度为 10\AA 左右)连接起来,一块超导体中的电子可穿过绝缘层势垒进入另一超导体中,这就是超导量子隧道效应,也称约瑟夫森效应。这一现象已广泛应用于超导电压基准、超导谐振腔、超导滤波器和超导量子干涉仪等超导弱电应用中。此外,由于在高温超导体等带有陶瓷特征的超导材料中广泛存在弱连接现象,这些材料的电磁特性也常用约瑟夫森效应,特别是约瑟夫森结阵列的模型来解释。

1.3 超导现象的应用及其前景

零电阻、抗磁性和量子隧道效应等物理特性是超导应用科技的基础。超导应用科技主要包括两个方面:强电应用和弱电应用。前者主要利用了超导体的零电阻和抗磁性,后者主要利用了超导体的量子效应和低的微波表面电阻等。

超导强电应用最重要的核心技术是超导强磁体技术,它是随着人类获得强磁场的努力而逐步发展起来的。近年来,高温超导材料的发现及其成材技术的逐步成熟为在电力领域中广泛应用超导技术奠定了基础,超导电力应用已成为超导强电技术最重要的分支之一,各种超导电力装置,如超导输电电缆、超导变压器、超导储能装置和超导故障限流器等在近几年都已进入并网试验或小规模示范运行阶段。

超导弱电应用技术与半导体等电子学技术关系密切,已发展为超导电子学,广泛应用于医学、交通、信息等诸多方面,特别是在通信和微电子学领域中,利用超导材料可实现更高效、更灵敏的微小电磁信号探测、放大、转发、计算等功能,是近年来的发展热点之一。

此外,随着 2001 年世界首台载人高温超导实验车在我国试验成功,超导磁悬浮交通也开始逐步走向实用化。可以说,像半导体等新材料技术一样,超导应用技术的发展,很可能将改变整个世界。

2 超导体中的电磁基本规律

2.1 超导体的临界参数

超导体只有在低于一定温度时才呈现超导现象,这一温度称为临界温度,记作 T_c 。所谓高温超导体一般是指 T_c 高于液氮温度(77K,约 -196°C)的超导体,相应地,较早发现的临界温度较低的 NbTi、Nb₃Sn 等超导体被称为低温超导体。MgB₂ 的 T_c 约 39K,恰好介于高温超导体和低温超导体之间,有时也作为高温超导体看待。

随着外加磁场或超导体中传输电流产生的磁场升高,超导体也会失去超导特性。迫使超导体失去超导特性的磁场称为超导体的临界磁场,记作 H_c 。在小于 T_c 的不同温度下, H_c 是一个随温度变化的值,一般随温度降低而提高,呈近似开口向下的抛物线关系。对于大多数合金和氧化物高温超导体,实际在磁场下有三种状态,即磁场无法穿入超导体内的完全抗磁态、磁场可部分穿入超导体内的混合态及正常态。这三个状态的分界线分别称为下临界磁场 H_{c1} 和上临界磁场 H_{c2} ,只有当所处的磁场高于上临界磁场 H_{c2} 时它们才完全失去超导电性。

此外,在超导体中通以电流时,随着电流的增加,超导体也将在某一特定电流值以上失去超导特性,这一电流值被称为超导体的临界电流,记作 I_c 。由于 I_c 与超导体的载流截面积 S 成正比,在科学和工程上人们更常用的是临界电流密度的概念,临界电流密度 $J_c = I_c / S$ 。

由图 9.6-1 可看到超导体的临界温度 T_c 、临界磁场 H_c 和临界电流密度 J_c 这三个表征超导体特性的基本临界参数的关系。根据零电阻和完全抗磁性,即内部电阻率 ρ 和磁感应强度 B 为零,结合电磁学中的麦克斯韦方程,可以对超导体的电磁特性进行唯象的描述,这一描述表明超导转变是一种典型的二级相变。此外,通过实验观测,还可证明超导体中的载流子是成对的电子,因此超导转变是某种电子耦合相互作用的结果,这种作用使电子互相吸引并结合成束缚

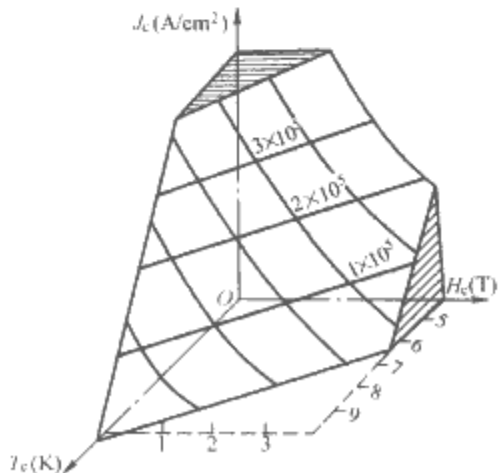


图 9.6-1 超导体的三个临界参数及其相互关系

态,从而使超导态的总能量低于正常态而保持稳定。这一电子相互作用还可使电子对在电磁场作用下不受阻碍地运动,因此超导现象的本质是一种宏观量子效应。

2.2 超导理论

自从发现超导现象以来,人们建立了许多描述超导体物理特征的理论模型,如二流体模型、伦敦(London)方程、皮帕尔德(Pippard)理论等。1950年,金兹堡(Ginzburg)和朗道(Landau)提出了描述超导体内自由能的方程组,即金兹堡—朗道理论,对超导相变进行了物理解释。1957年,基于量子力学中电子与晶格相互作用的一系列假说,巴丁(Barding)、库柏(Cooper)和施里弗(Schrieffer)提出了著名的BCS模型,从微观角度描述了超导电性,并成功地解释了大多数超导现象。在此基础上,结合经典的二级相变方程,又重新解释和完善了超导相变理论,从而形成了基本完整的超导电性理论体系。这一体系在解释传统金属元素、合金超导体及 MgB_2 超导体时非常成功,但在解释铜氧化物高温超导体的“反常”行为时遇到了困难,因此,近年来超导电性理论的研究主要集中在高温超导机理研究方面,但成果不突出。尽管从微观理论出发可以描述几乎所有超导现象,但实际应用中,选取合适的唯象模型通常更为简便。本章只简略介绍这些超导理论,细节可参阅有关书籍。

2.2.1 二流体模型

研究表明,并非超导体中所有的载流子都参与了承载超导电流,超导载流子密度 n_s 与超导体的总载流子密度有着明显的差距,那些未参与超导载流的载流子被称为正常载流子,即超导体内的电流是两种载流子的流动所形成,这就是“二流体模型”。

2.2.2 伦敦方程

超导体的完全抗磁性要求超导体内部磁场为零,即 $B=0$,但流经超导体的电流本身也会产生磁场,而超导体允许一定的电流经过其内部,也就是说,在超导体内并不是绝对不允许磁场穿入。理论和实验研究表明,进入超导体内的磁场将在一个很小的深度内迅速衰减,这个深度就被称为穿透深度,记为 λ 。1935年,London兄弟提出了考虑零电阻和磁场穿透作用的电动力学方程组来描述超导体内的超导电流。结合这个方程组和麦克斯韦方程,可计算出超导体的穿透深度约为 $1 \times 10^{-8} \text{ m}$,磁场在进入超导体后以指数形式迅速衰减。此外,根据这组方程还可推算出在稳态下,即电流和磁场不随时间变化时,超导体内只有无阻抗的超导电流,而在电流和磁场随时间变化时,正常电子也将参与载流,并产生一定的损耗。也就是说,在承载交流电或处于交变电磁场当中时,超导体不能无阻地传输电流,只有在直流情况下才显示严格的零电阻特性。超导体承载交流电或处于交变电磁场中时产生的损耗称为交流损耗。

2.2.3 皮帕尔德理论

根据伦敦方程,超导体的穿透深度 λ 是只和材料本身特性相关的物质常数,但事实并非如此。1953年,根据一系列实验结果,皮帕尔德提出,超导体的载流子之间存在一个与电子平均自由程 l 相关的关联长度,并据此修改了伦敦方程,指出杂质和缺陷的存在将迅速减小超导体中载流子之间的超导关联长度。这一理论表明,超导体中载流子之间是相互关联的,并且这种关联有一定的范围,可用关联长度 ξ 来描述,磁场进入超导体中的穿透深度 λ 是 ξ 的函数,并与材料的电子平均自由程 l 相关。这一关联长度在一些金属元素超导体中约为 $1 \times 10^{-4} \text{ cm}$ 量级。根据这一理论,超导体中

可存在正常区与超导区的界面,即磁场有可能在一些局部穿透超导体,而不使整块超导体退出超导态。

2.2.4 BCS理论

1957年,巴丁、库柏和施里弗提出电子可以通过与晶格的相互作用相互吸引,并配对形成超导电子对,成功地从微观角度解释了超导现象,这就是BCS理论。它是超导研究的微观基础。BCS理论表明,在电子—晶格相互作用较强的材料中较容易产生强的超导耦合,而电子—晶格相互作用是电阻的主要来源之一,也就是说,大多数超导体在常温下将是电的不良导体。考虑温度为绝对零度时的理想情况,在正常金属中,所有电子均占据尽可能低的能态,从而在动量空间凝聚成球体分布,即费米球,其表面就是费米面。在超导体中,由于存在超导耦合,费米面附近的电子按照相反的动量和自旋两两结合形成超导电子对,其能量低于原始状态,从而形成所谓“能隙”,使费米面发生“塌缩”,凝聚成能量更低、更稳定的超导态。根据BCS理论,绝对零度时的超导能隙 $\Delta(0)$ 是与材料特性有关的物质常数。

当温度高于绝对零度时,费米面附近出现热激发的正常电子,每破坏一个超导电子对将产生两个正常电子。随着温度上升,超导电子对减少,正常电子增加,当到达 T_c 时,超导电子对不再存在,此时超导体即转变到正常态。在BCS理论中, T_c 满足

$$2\Delta(0) = 3.53 K_B T_c \quad (9.6-1)$$

式中: K_B 为玻尔兹曼常数。

这就是BCS理论中的超导能隙与 T_c 之间的关系。大部分金属元素和合金超导体满足这一关系。

必须指出,在超导体中,电子配对和能隙的出现都是整个电子系统的集体效应,其耦合强弱决定于所有电子的状态。超导电子对的结合能是很弱的, $2\Delta(0)$ 只有 $1 \times 10^{-4} \sim 1 \times 10^{-3} \text{ eV}$,而组成电子对的两电子间可发生相互关联的距离却很长,BCS超导相干长度可达 $1 \times 10^{-4} \text{ cm}$,是晶格尺寸的10 000倍,因此,超导关联是一种长程相互作用,它可以发生在跨越许多晶格的空间内,并且同一空间内通常可存在许多组超导电子对。

BCS理论成功地解释了高温超导体发现前的大多数超导现象,但在解释高温超导体的微观机理时遇到了困难,高温超导的微观机理尚不十分清楚,但可以确定的是高温超导电性仍然起源于成对电子的束缚态,只是在高温超导体中电子之间的关联很强,超出了BCS理论所要求的弱相互作用范围。

2.2.5 金兹堡—朗道理论

根据观测到的一系列物理特性的转变,人们认为超导态和正常态是超导体的两个不同的物理相,并且这两种相之间的转变是可逆的,是一种典型的二级相变,即不存在相变潜热但存在比热跃变的相变。应用朗道提出的二级相变基本理论,1950年,金兹堡和朗道提出了描述超导体内自由能的方程组,即金兹堡—朗道理论。

根据金兹堡—朗道理论,超导体的穿透深度 λ 是随外磁场和温度变化的量,相干长度 ξ 也是温度的函数,而参量 $\kappa = \lambda/\xi$ 是一个物质常数,它描述了超导区域和正常区域界面的能量。

根据金兹堡—朗道理论, $\kappa < 1/\sqrt{2}$ 的超导体具有正的界面能,在超导体内建立局部正常区时会提高系统的总能量,使超导态不稳定,所以磁场不能在这类超导体内以局部正常区穿孔的形式存在,这类超导体就是第I类超导体。而 $\kappa > 1/\sqrt{2}$ 的超导体具有负的界面能,当超导体内存在局部正常区时总能量较低,可以允许磁场进入超导体内部,形成稳定

的正常区“孔洞”，这类超导体就是第Ⅱ类超导体。

2.3 非理想第Ⅱ类超导体

根据金兹堡—朗道理论，当超导体处于外磁场中时，随着磁场增加，第Ⅱ类超导体可允许磁场部分穿入，形成如图9.6-2所示（图中阴影部分是超导区，黑点是正常区）的局部正常区与超导区相间状态，同时仍保持零电阻。大部分元素超导体为第Ⅰ类超导体，多数化合物超导体是第Ⅱ类超导体，NbTi、Nb₃Sn、高温超导氧化物、MgB₂等都是第Ⅱ类超导体。

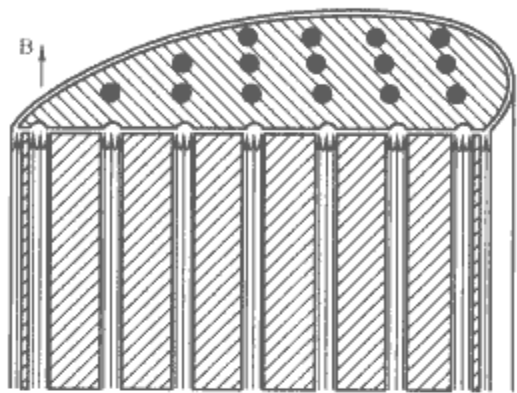


图 9.6-2 第Ⅱ类超导体的磁化示意图

第Ⅰ类超导体处于超导态时内部完全没有磁场，当外磁场达到临界磁场时，超导体立即完全转变到正常态。第Ⅱ类超导体则不然，当外磁场很低时，第Ⅱ类超导体与第Ⅰ类超导体一样，内部完全没有磁场，随着外加磁场提高，达到下临界磁场 H_{c1} 时，磁通线开始穿入超导体，形成局部正常区“孔洞”，此时超导体内部的磁场不为零，但仍保持零电阻。进入第Ⅱ类超导体内的磁场通常可形象地描述为细线的形式，称为“磁通线”，磁通线外被一超导电流环绕，以保证超导体内其他部分没有磁场。这一电流也称“涡旋电流”，因此第Ⅱ类超导体局部被磁场穿入的状态可称为“混合态”或“涡旋态”。随着外磁场增强，穿入超导体内的磁通线增多，直到外磁场达到上临界磁场 H_{c2} 时，超导体完全转变为正常态。第Ⅱ类超导体的 H_{c1} 通常很低，但 H_{c2} 可以很高，因此第Ⅱ类超导体具有在高场下工作的潜力。

研究表明，穿入第Ⅱ类超导体的磁通线呈量子化特征，因此也被称为磁通量子。量子磁通线随着外磁场增强逐条进入超导体内，磁通线之间互相排斥，因此在稳定状态时磁通线呈现对称的晶格状排布。当超导体处于电场中时，外加电场使载流子向统一的方向流动，产生电流，传输电流产生的自场与磁通格子相互作用，其电磁作用力将促使磁通线运动。在纯净、没有缺陷的理想第Ⅱ类超导体中，磁通线呈黏滞流动状态，促使磁通涡旋线运动的电磁力与超导体内的黏滞阻力平衡，并由此产生功率损耗，即磁通流阻损耗。当外磁场 H 处在 $H_{c1} < H < H_{c2}$ 范围内时，超导体的磁通流阻 $\rho_l = \rho_n H / H_{c2}$ ，其中 ρ_n 是超导体的正常态电阻率。

理想第Ⅱ类超导体由于存在磁通流动，不适于无阻承载电流。然而，如果超导体中存在晶格位错或杂质等缺陷，则量子磁通线的运动可被阻碍，因而有可能无阻承载较大电流，这种超导体也称为非理想第Ⅱ类超导体，也就是通常的实用超导体。能够阻碍磁通运动的缺陷称为“钉扎中心”，其阻碍磁通运动的作用称为“钉扎作用”。磁通线遇到钉扎中心时将停留在该处，不能自由运动，直到其所受的电磁力超过钉扎力。在磁通线被钉扎的情况下，通过超导体的传输电流不会造成磁通黏滞流动，所以不会产生电阻损耗。为提高超导体的载流能力，人们往往有意在其中引入缺陷、杂质

等来加强钉扎作用。

由于材料的不均匀性，在实用超导体中，随着通过电流的增加，有一个电阻逐渐增加的过程：起先超导体处于零电阻状态，两端电压为零。当电流接近 I_c 时，超导体两端开始出现电压，并迅速上升，直到超导体完全进入正常态，其两端电压 U 满足欧姆定律 $U_n = IR_n$ 。这里 I 是工作电流， R_n 是超导体的正常态电阻。需要指出的是，在根据工程临界电流定义的 I_c 处， U 等于 $1\mu V$ 乘以超导体长度（单位：cm），通常 $U < U_n$ 。在从零电阻态到正常态过渡的过程中，一般可用如下函数形式模拟超导体的电压—电流关系：

$$U = U_0 \left(\frac{I}{I_c} \right)^n \quad (9.6-2)$$

式中： U_0 和 n 为拟合实验曲线用的参数， U_0 代表 $I = I_c$ 时超导体样品两端的电压， n 则是表征超导体在工作电流接近 I_c 时随电流增加向正常态转变剧烈程度的参数。

考虑到结构和杂质分布的不均匀性，实用超导体样品内各部分从超导态向正常态的转变通常不会是同步完成的，因此在电压—电流关系上会表现出一定的转变宽度。假定临界电流密度 J_c 是仅与样品微观特性有关的物质参量，在样品完全均匀的情况下， n 值趋向于无穷大，因此一般认为 n 值越大，超导体的均匀性越好。在实际应用中，特别是在超导磁体和超导电力应用装置等需要使用超导长带的场合，不仅要考虑材料的临界电流，也不能忽略 n 值的影响。

2.4 超导体的交流损耗

只有在稳定直流情况下超导体才完全没有损耗，在承载交流电流或处于交变电磁场中时，由于磁通线受迫运动和在基体中产生涡流等原因，超导体将表现出一定的损耗，即交流损耗。对于单根超导细丝或块材，交流损耗主要是磁滞损耗，其机理是超导体在交变磁场作用下，磁通线不断克服钉扎力进入或退出超导体所做的功。通常处理磁滞损耗问题时可采用毕恩（Bean）模型，此时存在电流突变的前沿，或称之为磁通穿透的急剧突变前沿部分。实际上，在磁通穿透和未穿透部分的电流衰减是指数变化的，其电流衰减特征长度近似为 $0.1\mu m$ 。然而只要超导体的尺寸大于这一深度，毕恩模型就可应用。在连续变化的磁场中，磁滞损耗的计算可以看成一系列的磁场和电流的平衡分布，在每一个平衡分布时刻，毕恩模型都是成立的。为了计算磁滞损耗，需要由麦克斯韦方程组决定电场 E 和电流 i 的分布，这个方程通常简化为准静态形式。

当传输交流电流的超导体仅处于自身电流产生的磁场中时产生的磁滞损耗也称为自场损耗。除磁滞损耗外，对于多芯超导线材，在超导丝区域之间稳定基体内流动的横向电流将产生耦合损耗；对于超导芯嵌于正常金属包套内形成的复合材料，还会在金属包套内产生涡流损耗等，为减小涡流损耗应增大基体材料的电阻率。实用超导材料的交流损耗特性研究是超导强电应用的重要课题之一。

2.5 高温超导体的特性

1986年，高温氧化物超导体的发现是超导研究中最重大的突破之一，它使超导应用的温度从液氮（4.2 K）提高到了液氮（77 K）温区。利用高温超导体制作的设备具有体积小、重量轻、电流密度高等优点。常用的高温超导材料是铋系（又分为 Bi-2212 和 Bi-2223 两种）和钇系（YBCO），其晶格结构如图9.6-3所示。Bi系高温超导体的化学结构式可写为 $\text{Bi}_2\text{Sr}_2\text{Ca}_{n-1}\text{Cu}_n\text{O}_{2n+4}$ （ $n = 1, 2, 3$ ）， n 是原胞中

CuO_2 面的层数, n 小于 3 时, 样品的最佳 T_c 值与 n 成正比, 即 CuO_2 面的层数越多, T_c 就越高。钇系高温超导体主要指 $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$, 它是最早发现的临界温度高于 77 K 的超导体, 属于层状钙钛矿结构, 其晶体结构具有正交对称性, 电流传输主要在 a - b 面内。高温超导体都是非理想第 II 类超导体, 在正常态都是不良导体, 具有明显的各向异性, 在垂直和平行于铜氧结构层方向上的物理性质差别很大。与其他体系的氧化物高温超导体一样, 样品的 T_c 与其载流子浓度及氧含量有密切关系。

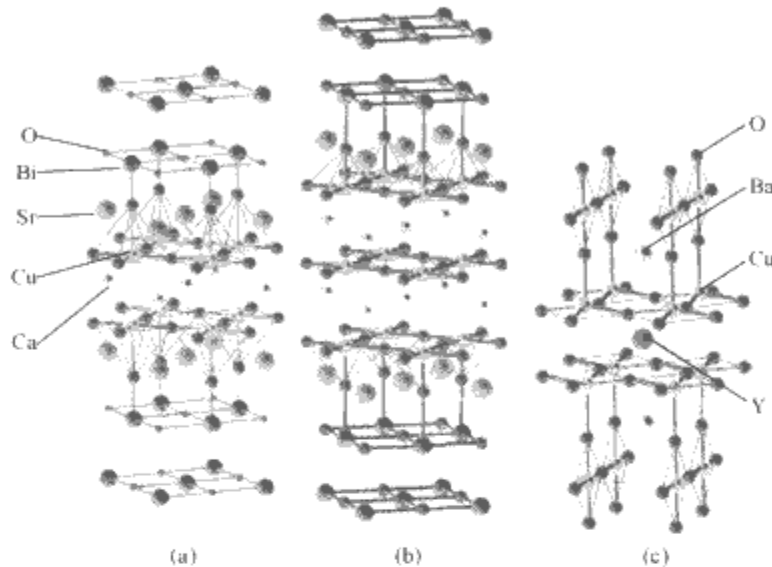


图 9.6-3 Bi 系和 Y 系材料结构图

(a) Bi-2212; (b) Bi-2223; (c) Y-123

$\text{Bi}_2\text{Sr}_2\text{Ca}_2\text{Cu}_3\text{O}_{10}$ (Bi-2223) 是首先实现产业化生产的高温超导材料, 它的层状结构使得人们能够利用机械变形和热处理来获得具有较好织构的带材。此外, 热处理时液相的存在能够促进材料致密化, 并且弥合在变形加工中所产生的裂痕, 从而改善晶粒间的连接性。根据以上优点人们利用粉末装管法 (PIT 法), 即把 Bi (Pb)-Sr-Ca-Cu-O 粉装入金属管 (Ag 或 Ag 合金) 中进行加工和热处理的方法, 来制备 Bi-2223 长带材。Bi-2223 带材已实现了商品化。Bi-2223 超导体的优点是上临界场比低温超导体 (NbTi 和 Nb_3Sn) 高一个数量级, 且只需液氮冷却, 但它也存在较明显的缺点, 如高磁场下的临界电流和机械性能较差、交流损耗高。

Bi-2212 在低温 (小于 20K) 和高场下的 J_c 性能优越。也就是说, 与低温超导体相比, Bi-2212 的优越性是它的 J_c 值在低温强磁场中的磁场依赖性较小, 所以可以制成中心磁体插入其他磁体中, 产生 20T 以上的强磁场。

与 Bi 系高温超导体比较, YBCO 具有更为优异的磁场下 J_c 性能, 它在 77K 下的不可逆场达 7T, 高出 Bi-2223 一个量级, 是真正的液氮温区强电应用超导材料。

值得注意的是, 氧化物高温超导体是一类陶瓷性材料, 在其制备过程中晶粒之间往往存在一定的紊乱区或晶粒取向角度的差异, 这些现象减弱了晶界区域中的超导耦合, 形成所谓的“弱连接”效应。弱连接会降低高温超导体的临界电流密度, 其作用机理类似于约瑟夫森结, 在实用超导材料中应尽量避免或减少弱连结的影响。弱连接现象与高温超导体的结构和超导耦合作用机理有关, 其中十分重要的一个因素是高温超导体的各向异性, 即在高温超导单晶中, 沿不同方向传输电流时, 临界电流密度等参数有着明显的差异。通常实用高温超导材料的临界电流密度远小于其晶内临界电流密度。

目前所能获得的高温超导材料均匀性也较差, 低温超导材料如多丝复合 NbTi 线的 n 值可达 40 以上, 高温超导体的 n 值则较低, Bi 系高温超导带材的 n 值一般不超过 20,

YBCO 涂层导体的 n 值要高一些, 但仍很难达到低温超导体的水平。由于高温超导材料的电压—电流关系、交流损耗等电磁特性受局部性能分布的影响十分明显, 多采用有限元方法进行数值模拟研究。

3 实用超导材料

对应用于强磁体或电力应用领域中的超导材料有如下要求: 首先是高的传输载流能力, 其临界参数如 T_c 、 H_{c2} 、 $J_c(B)$ 等都是越高越好, 特别是在强磁场下应能传输较大的电流密度。第二是要能方便地制成较长或较大尺寸的材料, 如千米等级的长线、直径在 50mm 以上的块材等, 并应保证均匀度。第三是具有较好的机械强度和电磁稳定性, 能够经受反复的弯曲、拉压, 在励磁态下要能够承受巨大的电磁力; 在交流应用条件下还要有尽可能小的交流损耗; 最后, 为了被市场所接受, 超导体的性价比不应低于常规导体的水平, 铜导体的性价比约为 15 美元/(kA·m), 第一代 Bi 系高温超导线材最终可达到 50 美元/(kA·m), 第二代 Y 系高温超导带材将可达到 10~15 美元/(kA·m), 而 MgB_2 导线可低至 1 美元/kAm, 与 NbTi 线相当。

3.1 低温超导材料

从 20 世纪 60 年代开始, 人们经过 20 多年的努力, 发展了两种比较成熟的强电应用低温 (液氮温区) 超导材料: NbTi 和 Nb_3Sn 合金。它们的临界温度分别为 9.5K 和 18.1K, 上临界磁场分别为约 10T 和 22.5T (4.2K)。以 NbTi、 Nb_3Sn 为代表的实用超导材料已经实现了商品化, 在核磁共振人体成像、高场磁体及大型加速器磁体等多个领域获得了广泛应用。低温超导材料具有价格低廉、临界电流密度高以及易于加工成多芯线材等优点。

现在用于制备 NbTi 超导材料的合金多是 Nb47%Ti, 控制多次中间热处理形成 α -Ti 析出相钉扎中心, 拉拔成材后的最终附加形变不仅可形成位错包络, 同时可形成带状的 α -Ti 相, 从而可大大提高 NbTi 材料在磁场下的 J_c 。

NbTi 超导材料主要应用于核磁共振成像、粒子加速器、受控核聚变、矿石磁分离等领域, 是用量最大、用途最广的超导材料。NbTi 超导线强度高、塑性好、临界电流密度高而成本相对低, 如在 8T 下应用, 成本在 1 美元/(kA·m) 左右。采用人工钉扎中心技术的 NbTi 超导体在中低场下具有更好的超导性能, 但成本较高, 尤其是中高场 (大于 5T) 的使用成本高。此外, 与其他超导体相比, 常规 NbTi 超导体还具有无可比拟的沿长度方向的高均匀性。这些优异的性能将使 NbTi 超导材料在今后一段时间内继续得到广泛应用。

Nb_3Sn 是制作 10T 以上超导磁体的主要材料, 与 NbTi 等韧性合金不同, Nb_3Sn 化合物具有很高的硬度和脆性, 因此, Nb_3Sn 的加工工艺不同于 NbTi 材料, 历史上先后研究发展了多种制备高性能 Nb_3Sn 线材的稳定化导体工艺, 如气相沉积法、扩散法和青铜法等, 其中青铜法是各种商品化 Nb_3Sn 实用材料的主要制造工艺。在 Nb_3Sn 中, 晶粒边界对磁通钉扎起主要作用。晶粒尺寸越小, 临界电流密度 J_c 越大。

近年来, 推动 Nb_3Sn 超导材料发展的两大动力源分别是高能物理加速器和磁场储能磁体的发展与应用于约 1GHz 共振频率的高场核磁共振 (Nuclear Magnetic Resonance, NMR) 磁体。高能物理的关键是偶极和四极磁体, 而磁场储能的关键则是应用于国际热核聚变实验堆 (International Thermonuclear Experimental Reactor, ITER) 的螺线管

圈,这两个项目都将 Nb_3Sn 作为高场下首选的磁体。20 世纪 90 年代以来,ITER 工程是 Nb_3Sn 的主要用户,这个工程大大促进了 Nb_3Sn 的产业化,反过来又进一步带动了线材制备技术的发展。另一方面, Nb_3Sn 在商业上最大的应用是制备核磁共振磁体,最近 Nb_3Sn 的工程临界电流密度和上临界场又得到提高,如 H_{c2} 在 1.8K 下至少可达 21T,使得制备 900MHz 的核磁共振系统变成可能,现在人们广泛期待着 1GHz 的核磁共振磁体,它主要由 NbTi 和 Nb_3Sn 组成。要求在系统运行温度下 1GHz 核磁共振磁体材料的上临界场能达到 28~29T,且在 23.8T 的磁场下能稳定运转,这是一个非常具有挑战性但可以实现的目标。

此外, Nb_3Al 也是研究较多的低温超导体,它具有比 Nb_3Sn 更好的高磁场特性,但制备实用化的高质量 Nb_3Al 材料仍具有挑战性,有待解决的关键技术是线材的淬火、稳定性的增强以及取得比 Nb_3Sn 更好的超导性能。

3.2 高温超导线、带材

应用于高磁场超导磁体和超导电力装置的高温超导材料一般为线、带材形式。较成熟,应用较广泛的是 Bi-2223 带材,因其发展较早,也被称为第一代高温超导带材。Bi 系带材多采用粉末充管法制备,即先将原料粉末装入银(或银合金)管,通过拉拔、轧制等机械加工过程达到要求的形状和长度(线或带),再经过热处理,得到最终成品线材。Bi-2223 长线制备的关键技术在于如何保证长导线的性能均匀性和减少长导线起泡等缺陷。此外,高温超导线的热处理条件很苛刻,对温度和气氛的控制都有非常严格的要求。国外 Bi 系长带的研究开发主要集中在多家大公司,大学等研究单位只做一些基础性的工作。经过十几年的发展,利用粉末充管方法,已经开发出长度为千米级的 Bi 系多芯超导线材,国内西北有色金属研究院、英纳超导公司等也具有批量生产几百米 Bi 系带材的能力,发展水平以美国最为先进。可以说,Bi 系高温超导带材的 J_c 和长度已基本达到了电力应用的要求,其价格对于限流器应用来说也基本满足要求,从而为开展强电应用研究奠定了基础。

第一代 Bi 系高温超导带材研究的重点集中在临界电流密度的提高、机械性能的改善、交流损耗的降低和成本的降低等方面。然而,Bi 系超导带材显著的各向异性使得其不可逆场在 77K 下只有约 0.2T,这极大地限制了其应用范围。此外,受其基体主要材料银的成本限制,Bi 系带材的价格要降低到 50 美元/kAm 以下十分困难。因此,第一代 Bi 系高温超导带材由于成本和性能上的缺陷,不可能被广泛接受,研发新型高温超导带材十分必要。

与 Bi 系相比,YBCO 的各向异性比较弱,在液氮温区附近较高磁场下临界电流密度下降不明显,但由于晶粒间结合较弱,难以采用粉末充管法制备。采用沉积、喷涂等镀膜方法制备钇系超导带材是当前高温超导强电应用材料研究的一个主要热点。但是,高性能 YBCO 带材对双轴织构的微观组织有较强的依赖性,只有在双轴织构化的基带或隔离层上,通过外延生长技术才能制备出高质量 YBCO 带材。获得高性能 YBCO 带材的主要障碍是弱连接问题,相邻 YBCO 晶粒间的晶界角是决定 YBCO 带材能否承载大电流的关键。要想获得实用带材,就必须避免材料中的大角晶界,消除超导相之间的弱连接。涂层导体技术可使样品获得很高的 J_c ,YBCO 涂层导体的结构如图 9.6-4 所示。这类新型高温超导带材目前处于产品开发阶段,国外已有小批量商品化生产,虽仍不十分成熟,但被寄予很高的希望,通常也把基于涂层

导体结构的 YBCO 系列高温超导带材称为“第二代高温超导带材”。

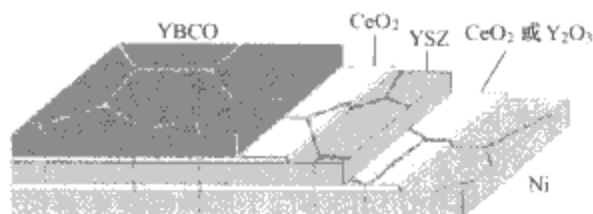


图 9.6-4 第二代高温超导带材的结构

YBCO 高温超导带材的应用预计会大幅度降低超导电力装置的价格,明显提高其工作性能。涂层导体高温超导带材的价格目标为 9~15 美元/(kA·m),如能实现,高温超导电力技术的各种应用将完全具备实用化推广的可能。近年来,第二代高温超导带材不仅成为国际上超导研究的热点,而且进展很快。作为真正的液氮温区实用高温超导材料,第二代高温超导带材的突破将会真正地启动超导技术在工业上的大规模应用。

3.3 MgB_2

2001 年,日本科学家 Akimitsu 等人发现了临界转变温度为 39K 的 MgB_2 超导体,引起了广泛关注。虽然 MgB_2 超导体的临界温度仅为 39K,但与氧化物高温超导体不同, MgB_2 具有十分简单的化学成分和晶体结构,材料的成本很低,成材容易,晶界能承载很高的电流,其本征 J_c 非常高(超过 10^7 A/cm^2)。同时, MgB_2 的相干长度比钙钛矿型结构氧化物大,这就意味着在 MgB_2 中更易于引入有效磁通钉扎中心,改善超导电性。 MgB_2 可以在 20~30K 实现应用,而这一温区通过制冷机容易获得。综合制冷成本和材料成本, MgB_2 超导体在 20~30K,低场条件下应用具有明显的价格优势,尤其是在工作磁场 1~2T 的核磁共振成像磁体领域。这也是国际 MgB_2 超导体应用研究持续升温的关键原因之一。另外, MgB_2 超导体在超导电力、电子器件以及国防等方面也具有广泛的应用前景。

近几年来人们已用各种方法制得了 MgB_2 线、带材。研究集中在粉末充管法,这是因为粉末充管工艺能很容易推广到大规模工业生产中,且与 Bi 系高温超导带材、NbTi 线、带材的制备工艺具有一定的相似性。 MgB_2 线、带材的包套材料可选择 Cu、Fe 和不锈钢等,其中最佳的包套材料是 Fe 管,其次是不锈钢管。在改善 MgB_2 的高场超导性能方面,人们主要采用 C、SiC 等纳米粒子掺杂的方法,如纳米 C 掺杂样品在 4.2K、10T 条件下临界电流密度达到 $2 \times 10^4 \text{ A/cm}^2$,可满足科学实验、医用核磁共振成像等磁体的应用需求。 MgB_2 具有远高于低温超导体的 T_c ,不存在高温超导体中难于克服的弱连接问题,又不需要高度织构,容易加工和成材。因此,对基础和应用研究都具有十分重要的意义,为磁体和电子应用提供了新一类低成本高性能超导材料,有利于加速超导体的大规模应用,从而受到了国际学术界和产业界的广泛重视。

3.4 超导块材

由于钉扎作用,超导块材在低温下可俘获强磁场,并在外加磁场退去后保持高达 10T 以上的表面磁场,利用这一特性可制成磁悬浮装置或代替电机等装置中的永磁体。在强磁场下超导块材会受到很强的电磁力作用,为防止断裂,多采用环氧树脂浸渍等方法对超导块材进行加强。

几乎所有超导材料都可以采用铸造、烧结等方法制造块

材,但应用较为广泛的只有 YBCO 超导块材。研究这一材料的目标之一是利用它在超导态下的迈斯纳效应及磁通钉扎特性导致的磁悬浮力,用于超导轴承、贮能以及磁浮列车等。大块高温超导体中存在的主要问题是弱连接和弱钉扎问题。避开弱连接的主要途径是使晶粒呈取向排列,即织构化。而在制备过程中引入 211 相等第二相粒子作为钉扎中心可使 $J_c(B)$ 大幅度提高,解决弱钉扎问题。

能够批量制备的大块超导块材均为多晶,由于 YBCO 具有明显的各向异性,为了改善晶粒间的耦合程度,并引入 211 粒子作为磁通钉扎中心,从而提高材料的 $J_c(B)$ 特性,可采用熔融织构法、粉末熔化法、淬火熔化生长法和熔化粉末熔化生长法等方法,利用 YBCO 沿不同晶轴方向生长速率的差异,实现织构化择优取向生长,获得高质量的材料。

除 YBCO 块材外,SmBCO、GdBCO、NdBCO、二元或三元稀土-BCO 等超导材料具有更好的高磁通钉扎特性和高的临界电流密度 J_c ,因此,REBCO (RE=Gd、Nd、Sm、Eu、Dy、Er、二元或三元组合 REBCO 超导材料) 块材的制备将是未来几年超导块材研究的一个重要发展方向。

高温超导 REBCO 块材的应用研究主要集中在超导磁悬浮列车、飞轮储能系统、电机用磁体、故障限流器等方面。

3.5 超导薄膜

薄膜是最早得到应用的超导材料之一,超导薄膜的应用方向主要包括超导结型器件和超导谐振腔、超导滤波器、超导微波器件,前者主要利用了超导结的量子干涉效应即约瑟夫森效应,后者主要利用了超导体极低的微波表面电阻。近年来,超导量子计算机等新领域的开拓和发展又引入了量子比特、单磁通量子器件等新超导器件的概念,这些新器件大多也是以超导薄膜为基础的。

超导薄膜材料主要包含低温超导薄膜材料 and 高温超导薄膜材料。对于低温超导体,如金属 Nb、Al、NbTi 合金等,采用蒸发或溅射等制备金属薄膜的传统工艺就可以得到高质量的薄膜材料,并广泛应用于制作约瑟夫森结器件,如超导电压基准、超导滤波器、超导量子干涉仪等领域中。低温超导薄膜的主要优点是成膜质量高、易于制作双面膜、工艺简便、价格便宜,并可采用光刻、电子束刻蚀等手段制作精密器件等,制成的器件具有高频电阻低、滤波特性好、噪声小、工作稳定等优势,但主要缺点是工作温度低,通常需要工作在液氮温度,因此多与低温超导磁体系统等需要工作在液氮温度的超导装置结合。

近年来,随着高温超导材料的发现和高温超导氧化物薄膜制备技术的发展,在越来越多的超导器件上,特别是在超导滤波器、超导前置放大器等部件中,高温超导薄膜,主要是 YBCO 和 REBCO 薄膜逐步得到了广泛采用。大尺寸的高温超导双面薄膜已能满足制备实用化超导微波器件的需求,并在 3G 手机等领域进行了较大规模的样机实验应用。高温超导薄膜的制备多采用激光或磁控外延溅射等手段,得到的薄膜质量高、完整性好,尺寸可达直径 6~8in (约 150~200mm) 以上,并具有良好的均匀度,在 77K 自场下,大直径高温超导双面薄膜的临界电流密度可达 $1 \times 10^6 \sim 1 \times 10^7 \text{ A/cm}^2$ 。

图 9.6-5 所示为高温超导薄膜的激光外延溅射装置示意图。与超导微波器件相比,由于热噪声等原因,高温超导量子干涉仪的应用目前还不广泛,但工作于液氮温区的超导量子干涉器件在野外勘测、移动电磁监测平台、医学生物学微弱电磁信号检测等实用领域仍然有着巨大的成本和操作便利

性优势,吸引着世界各地的有关研究机构努力通过各种手段优化高温超导量子干涉器件的性能。此外,如前所述,第二代高温超导带材也采用了薄膜结构,并继承和发展了高温超导薄膜的成熟制备工艺。在可预见的未来,高温超导薄膜的广泛应用将很可能是推进超导技术应用下一个高潮的主要动力。

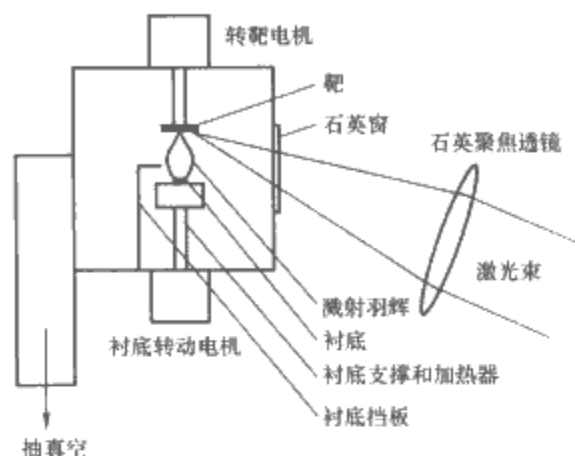


图 9.6-5 制备高温超导薄膜的激光外延溅射装置示意图

4 高磁场超导磁体技术

4.1 磁体技术的历史与发展

磁铁和铁的氧化物具有吸引其他磁性物体的特性是人类很早就注意到并加以利用的自然现象之一,最初人们从矿物中寻找具有磁性的天然磁体,并应用在指南针等领域。随着冶金、陶瓷等材料技术的进步,磁钢、铁氧体、磁性合金等人工磁性材料得到了迅速发展,并广泛应用于各个领域。早期,磁场的获得主要依靠天然和人工的永磁体,常见的永磁体可产生 0.7~2.0T 的磁场,但永磁体所能产生的最大磁场或最大磁能积受到材料本身的限制,同时一旦完成充磁,就只能通过调整气隙间距来调节磁场强度,在实验工作中比较不方便。随着电工技术的发展,采用螺线管等结构的电磁体很快在许多方面取代了永磁体,如大部分电机均采用人工励磁,只有一些小型或特种电机才使用永磁体。最为成功的永磁体材料有 SmCo 合金、NdFeB 合金等,传统的铁磁材料如磁钢、 Fe_3O_4 等在许多领域也有着广泛应用。

采用铜等金属制作励磁绕组的普通电磁体由于可实现的工程电流密度有限,往往需要利用软铁制成的铁心汇聚磁力线,以达到较强磁场。由于软铁的饱和磁化场大约在 2T,带有铁心的普通电磁体并不适合获得磁感应强度在 2T 以上的强磁场。采用水强制冷却技术的大电流电磁体即毕特 (Bitter) 型磁体虽然可以产生强磁场,但技术复杂、能耗大、维护困难。20 世纪 50 年代以后,随着超导材料的逐步实用化,特别是 60 年代 Nb_3Sn 和 NbTi 相继被发现,并掌握了成材技术,超导磁体逐步成为获取 2T 以上,20T 以下磁场的主要手段。

超导磁体几乎是普通实验室获得强磁场的唯一选择。然而,由于运行温度普遍在液氮温区,高磁场超导磁体不仅本身价格昂贵,运行费用也较高,最初其应用往往局限在一些国家级高磁场实验室或大型研究机构中。尽管如此,超导磁体技术在近几十年仍然迅速发展着,特别是与磁共振技术结合形成的超导核磁共振成像装置已广泛应用于临床医学。医用核磁共振成像磁体的最高磁感应强度已达 7T,实验室用超导磁体则可达 20T 以上,价格和维护费用也随着应用的

越来越广泛而逐步降低到一般大学、研究所可接受的程度。更高磁场的磁体系统则多为结合了超导磁体与毕特型强磁体的混合磁体,其稳定运行的最高磁感应强度目前已超过 45T。

此外,在粒子加速器、磁约束核聚变等大型基础科研领域,用于产生加速、偏转和约束所需强磁场的磁体也几乎全部是超导磁体。随着新超导材料的发现和制备工艺的发展,超导磁体的工作条件也在逐步向易于使用的方向发展着,高温超导磁体可在高于液氮的温度下运行,降低了成本,为超导磁体的普及运用创造了条件。此外,小型制冷机和传导冷却技术的发展,为研制廉价、高效的超导磁体提供了一条新的途径,特别是 2001 年新发现的超导体 MgB_2 ,具有工作温度较高、机械特性好、价格低等优点,非常适于应用在传导冷却超导磁体上,并可进一步降低超导磁体的研制与运行成本。

4.2 强磁场的获得

研究强磁场影响下物质的结构及其物理、化学特性,是现代物理学、化学、材料学等诸多学科的重要手段之一。早期高磁场实验多依赖水冷却的电磁体,能耗很大,所能达到的磁场却不高,超导现象的发现和超导强磁体的研制成功,为强磁场研究提供了稳定可靠并且相对廉价的强磁场来源,各大国际强磁场研究中心均配备了多台大型超导磁体。

科学实验用超导磁体多采用绕制方便,磁场均匀度较高的空心薄壁螺线管结构,在粒子加速器等一些应用研究中,也会采用饼式、鞍形等结构,产生二极、四极等复杂空间分布的磁场。传统的低温超导强磁体可产生 15~22T 的磁场,将 Bi 系带材制作的高温超导磁体插入大孔径低温超导磁体的孔径中,可使最高磁场提升至 25T 以上。再在这样的磁体孔径中插入毕特型水冷磁体或脉冲磁体等,便可实现 45T 以上直至近 100T 的磁场。在这样高的磁场下,可观测到许多在低磁场下无法产生或较不显著的现象,从而有助于揭示物质内部基本相互作用的一般规律。

为获得更高磁场,人们还发展了脉冲放电技术,利用瞬间产生的强电流脉冲可在金属环内产生近 100T 的强磁场,但持续时间非常短暂。如果采用爆炸压缩等技术,产生的磁场更强,但这种产生强磁场的方式是破坏性的。

在只用超导材料绕制的纯超导磁体中,采用迫流冷却(cable-in-conduit-conductor, CICC)技术,可使 NbTi 磁体的中心磁场达到接近 10T。使用 NbTi 和 Nb_3Sn 两种材料绕制的组合磁体可获得 10~20T 的磁场范围。为进一步提高组合磁体的磁场,还可以降温运行或采用高温超导内插磁体。当运行温度从 4.2K 降低到 2.2K 时, NbTi 超导体的临界电流密度可提高 20%, Nb_3Sn 超导体约可提高 10%。通过对液氮减压,在约 1.8K 的极低温条件下,单纯依靠超导磁体即可获得 25T 以上的稳定磁场。

采用 NbTi、 Nb_3Sn 超导材料的低温超导磁体已实现商业化,并在材料技术、交通、环保、能源、生物医学及国防等领域中获得了广泛应用。高温超导磁体受材料在高磁场下临界电流水平和机械特性的限制,还未获得商业应用,但其技术也已在逐步成熟中。

4.3 液氮冷却的超导强磁体

商业化的超导磁体多采用 NbTi、 Nb_3Sn 等低温超导材料,并采用最为简单的浸泡式冷却方式,使超导磁体和低温液体(主要是液氮)直接接触,从而使超导磁体具有很好的

传热特性。在大型超导磁体中,则可采用迫流冷却结构的超导线缆,使低温液体从线缆内预留的通道中强迫流过,从而保证超导体的可靠冷却,以实现很大的工程电流密度。迫流冷却结构的超导线缆具有较高的稳定裕度、高的绝缘击穿电压、较好的机械稳定性和较低的交流损耗,同时有所含低温冷却介质少、运行安全、可靠性高等优点,并且在磁体绕制及绝缘处理方面等较为简单,因此国际公认是受控热核聚变装置中的大型超导磁体、超导储能磁体及极高磁场磁体等的首选导体。

一套完整的超导磁体系统包括杜瓦、磁体、操作平台、控制系统、液面计、变温插件以及电源系统。其中超导磁体包含有线圈、失超检测、失超保护系统和低温探头(包括温度、应力、应变)等。专用的控制软件结合硬件保护设计,使整个系统在拥有很高自动化水平的同时,安全性也得到加强。超导磁体可根据需要设计不同的场型与结构,从超导线圈的形状上,可简单分为螺管磁体、鞍形磁体、跑道形磁体、D 形磁体及各种组合磁体等等,其中应用较多的是螺管磁体。

4.4 高温超导磁体

采用高温超导材料研制高磁场超导磁体是目前超导磁体技术研究的热点之一。从原理上说,高温超导磁体和低温超导磁体没有本质区别,并且也可根据需要制成多种构型。高温超导磁体的主要优势首先是较高的工作温度,它使超导强磁体有可能摆脱价格昂贵的液氮,从而获得更广阔的发展空间。此外,由于高温超导材料的上临界磁场较高,特别是在 4.2K 下比低温超导材料高很多,可进一步提高超导磁体所能达到的磁场。然而,由于现阶段所能获得的高温超导材料性能尚不理想,多数情况下高温超导磁体的工作温度在 20K 以下,工作电流密度也较小,因此单独产生强磁场的能力有限,往往作为内插磁体与低温超导磁体结合应用,或与制冷机结合,制成传导冷却的超导强磁体。

利用几个高温超导线圈可在 20T 的背景磁场中产生大于 1T 的磁场,但高温超导带材 Bi-2223 和 Bi-2212 的机械强度偏低,由于强磁场下洛伦兹力的作用使其运行受到很大的限制,无法充分利用其超过 30T 的临界磁场。美国国家强磁场实验室的高场超导磁体系统采用 Bi-2223 导体作为内插,可在直径为 61mm 的温孔内产生 3.4T 中心磁场。与此同时美国国家强磁场实验室和牛津超导技术合作发展了 2.95T 的高温超导磁体,在 2003 年 8 月成功实现了水冷磁体和高温超导磁体的组合,其磁场达到 25T。此外,世界上多家研究机构还在利用高温超导带材发展 1GHz 超导核磁共振谱仪的内插线圈,以实现 23T 以上的工作磁场。为使谱仪维持长时间高稳定度运行,这一磁体将采用闭环运行模式,以获取时间起伏小于每小时 1×10^{-8} ,在 10mm × 20mm 空间内磁场起伏小于 1×10^{-7} 的磁场。

中国科学院电工研究所在高温超导磁体,特别是制冷机制冷,传导冷却的高温超导磁体方面进行了大量工作,已可实现最高磁场 6T、室温孔径 100mm 的纯高温超导磁体。

4.5 传导冷却超导磁体技术

随着小型制冷机技术的突破和高温超导电流引线的出现,近 10 年来传导冷却超导磁体技术得到了快速发展,在很多应用领域中传导冷却超导磁体已经或正在取代浸泡冷却磁体。传导冷却超导磁体系统主要由超导磁体、微型制冷机、低温容器、电流引线、磁体电源及控制部件组成。它与

液氮浸泡冷却磁体系统的主要区别在冷源、低温容器结构和电流引线的不同。其中冷源多采用 G-M 制冷机,低温容器由于不需储存液氮多采用较简单的双壳体真空夹层结构,但为了屏蔽漏热,在内、外层之间需要包裹多层由金属和塑料等绝热材料复合制成的“超级绝热层”,对容器真空度的要求也较传统杜瓦高。电流引线是传导冷却强磁体研究的难点,由于不再有从下向上排出的低温氮气来冷却,由普通金属(或合金)构成的传导冷却电流引线漏热比浸泡冷却磁体所用的大很多,加重了制冷机的功率负载,为此人们多采用高温超导体—铜二元结构的引线,利用高温超导体的高临界电流密度和较低的热导率来减少引线漏热。

传导冷却超导磁体技术经过 10 余年的发展已基本成熟,磁体性能已十分接近于浸泡冷却磁体。由于使用方便,传导冷却超导磁体具有十分广泛的应用前景。

4.6 超导永磁体

由于磁通钉扎作用,非理想第 II 类超导体的磁化是不可逆的,当外磁场改变时,穿入超导体内的磁通线不能自由运动,因此其磁化曲线表现出类似铁磁材料的磁滞现象。当外磁场从零开始增加时,在 $0 < H < H_{c1}$ 段,超导体处于完全抗磁态,内部没有磁场;随后,当外磁场增加,进入 $H_{c1} < H < H_{c2}$ 段时,磁场以量子磁通线的形式逐步穿入超导体,但受到缺陷等产生的磁通钉扎作用的阻碍,使得磁化曲线滞后于外磁场的增长,直到 $H > H_{c2}$,超导体完全进入正常态;反之,当外磁场降低时,钉扎作用同样会阻碍磁场退出超导体,造成磁化曲线在相反方向的滞后,这时可以说超导体“俘获”了一部分磁场,其强度与缺陷等阻碍磁通线的作用成正比,也即和钉扎作用成正比。利用这一特性,可用磁化的方式测量非理想第 II 类超导体的临界电流,还可将其制成类似铁磁性永磁体的超导永磁体。

高温超导材料由于上临界磁场高,钉扎作用可以很强,因此采用高温超导块材制作的超导永磁体可俘获远高于铁磁体的磁场。熔融织构的 YBCO 超导块材引入了强的磁通钉扎中心,可俘获大量的磁通,其磁通跳跃场很高,比低温超导体大 1~2 个数量级,并具有更好的磁稳定性。直径为 30mm 左右的超导块材在 77K 最高俘获场能够达到 3T,磁能积约 225 MG·Oe,远高于 NdFeB 的理论极限值。如果降低温度或增加块材尺寸,还可得到更强的俘获磁场。

超导永磁体具有高场、高磁能积和良好的稳定性等特点,可以根据具体需要随时改变场型,有很高的外场再现性。利用高温超导永磁体制作的永磁电机,体积和尺寸可以大为减小,高温超导永磁体在磁悬浮等领域中也有着重要的应用价值。

4.7 毕特型水冷强磁体及超导混合强磁体

毕特型磁体是工作于美国麻省理工学院的 F. Bitter 于 20 世纪 50 年代发明的一种水冷铜磁体结构。在超导磁体实用化以前,毕特型磁体几乎是获取强磁场的唯一途径。在超导磁体逐步成熟后,毕特型磁体由于其载流能力不受外磁场影响,多用于大型混合磁体中的内插磁体,放置在大孔径超导磁体的孔径内,从而获得 40T 以上的强磁场。

如图 9.6-6 所示,典型的毕特型磁体由一系列多孔铜盘叠合组成,通过外加大电流获得强磁场,并利用强制流过小孔的水流冷却,通过适当设计铜盘上小孔的数量、形状和分布,可对产生的磁场进行优化。由于必须依靠外加电源来维持大电流,毕特型磁体所产生磁场的稳定度完全取决于外加

电源的稳定性,因此对大型稳恒直流电源的技术要求非常高。同时,流经磁体的电流产生巨大的焦耳热,必须依靠冷却水带走,因此通常毕特型磁体必须附带大型水循环冷却系统。电源和冷却系统的功率决定了毕特型磁体所能达到的最高磁场和最大工作孔径。在世界先进水平的强磁场实验室中,采用毕特型磁体产生的磁场可达 20T 以上,其电源和冷却功率通常高于 10MW。

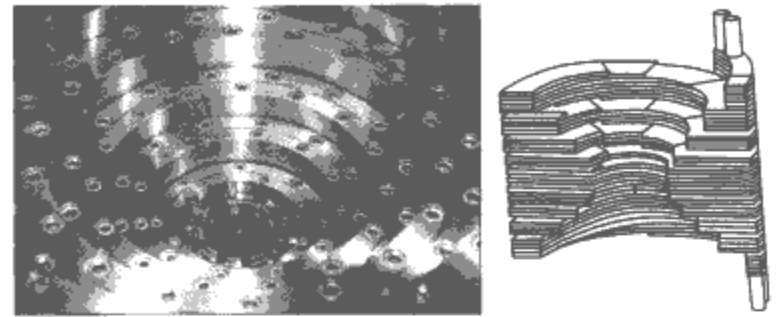


图 9.6-6 毕特型强磁体照片和结构示意图

将超导磁体耗电省、工作稳定、可制作大孔径磁体与毕特型磁体在强磁场下载流能力不退化的优点结合,可制成超导—水冷混合磁体。国际著名的强磁场实验室都采用这种形式的磁体来实现 35T 以上的磁场,我国也正在建设 40T 水平的国家强磁场实验室。在通常的超导—水冷混合磁体系统中,大孔径的 NbTi 或 Nb₃Sn 超导磁体提供约 10T 的稳定基础磁场,少数混合磁体系统中超导磁体的贡献可达 20T 以上。插入超导磁体孔径中的毕特型水冷磁体可提供另外约 20T 的稳定磁场,从而使混合磁体的最高稳定磁场达到 45T 左右。图 9.6-7 所示为美国国家强磁场实验室的超导—水冷串联混合强磁体示意图。

世界第一个 45T 混合磁体系统已经建成,并稳定运行于美国国家强磁场实验室。日本筑波国家强磁场实验室采用超导磁体系统可以产生 23.4T 的中心磁场,混合磁体的最高磁场可达 37.3T。

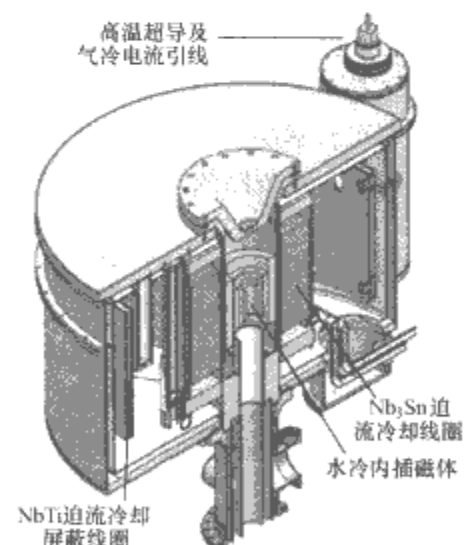


图 9.6-7 混合强磁体结构示意图

5 超导强电及强磁体技术应用

5.1 超导电力应用

超导电力技术是利用超导体的无阻高密度载流能力及超导体的超导态—正常态相变的物理特性发展起来的应用技术。随着电力需求的日益增长和电能工业的发展,人们对电力系统的可靠性和电能质量提出了越来越高的要求,同时,环保、节能和电力设备的小型化、轻量化也成为共同的追求目标。超导电力技术能够克服常规电力技术的固有缺

陷,实现电力工业的重大革新,对于满足我国电力工业发展需要具有重大的意义。

超导电力应用主要包括超导限流、超导储能、超导输电电缆、超导变压器、超导电机等。在输、配电网中采用超导电力装置,可大幅度地改善电网系统的稳定性,降低损耗,抑制高次谐波和短路电流的冲击,补偿电压凹陷。

超导限流器具有正常运行时几乎无损耗,故障时可迅速产生高阻抗限制故障电流、并能在毫秒级的时间范围内及时自动恢复,可配合重合闸等现有电力装备所不具备的优良特性。超导限流器与常规继电保护等装置结合,可在不提升断路器容量的前提下大幅度扩充电网容量,节约成本,还可用于保护重要设备。因此超导限流技术在先进的输、配电系统中具有不可替代性。

超导储能装置的主要优点是可无损耗地储存电磁能,在向电网输出时不需要能量转换过程,因此响应速度快,可快速补偿系统电压凹陷,并具有短时不间断电源(UPS)的能力,特别适于配合不允许短时停电的重要设备运行,并可与电力电子装置结合,组成有源电力滤波器、电能质量调节器等多种灵活的应用系统,在改善电能质量方面可发挥重要的作用。

超导输电电缆同样具有低损耗的特点,可传输的电流密度远远大于传统的铜导体电缆,并且由于液氮的绝缘和不燃特性,其安全性也较高。交流超导输电电缆可应用于城市密集负荷中心的大电流电缆、发电厂的机端母线等。直流超导输电电缆不仅没有电阻损耗,而且也没有交流损耗,是理想的无阻输电电缆,可用于高压直流电网或分布式轻型直流电力系统。此外,采用超导输电电缆的原理,还可为电解、冶炼等大电流应用研制超导母线和汇流排,降低能耗。

与常规变压器相比,超导变压器的效率更高,并且由于超导体可承载比铜线大得多的电流密度,可使变压器的体积、重量都大大减小,或在相同体积、重量条件下实现更高的容量,这对于城市密集负荷中心、地下变电站等对体积要求严格、设备扩容不易的应用场合具有特殊意义。超导电缆和超导变压器结合,是不增加电力设备占用空间的前提下扩容城市配电网的重要可行解决方案之一。此外,超导变压器还具有一定的限流效果,在短路故障时可对故障峰值电流有一定的削弱作用。

超导电机是超导强电应用最早的发展方向之一,采用超导体作为励磁绕组,可提高电机的功率密度及效率,并减轻重量,超导电机的主要发展方向有船舶等体积、重量敏感场合的大功率推进电机及超导无功补偿电机等,其中船用超导推进电机具有重要的经济和军事价值。

5.1.1 超导故障电流限制器

超导故障电流限制器的优点很多,如能在高压下运行,在正常运行时可通过大电流而只呈现很小的阻抗甚至零阻抗,只在短路故障时呈现大阻抗,反应速度可达毫秒级,集检测、触发和限流功能于一体,能自动触发、自动复位等。利用超导限流器限制短路电流不仅可大大提高电网的稳定性,改善供电的可靠性和安全性,增加电网的输送容量,还可显著降低断路器的容量,大大降低电网的建设成本和改造费用,延长电气设备的寿命。

大多数原型超导限流器都是利用超导体的超导态—正常态转变的物理特性和一些辅助部件在线路出现故障时产生一个适当的阻抗来实现其限流功能的。当故障线路被开断或故障消失后,超导限流器自动复位。

超导限流器已发展为有机结合了超导技术和电力电子技

术的复杂装置,根据限流方式,可将超导限流器分为电阻型、电抗型或两种阻抗的混合型。

电阻型超导限流器利用超导体的超导—正常相变来实现限流,超导体直接串联在系统的一次回路中,当系统正常运行时,由于运行电流低于超导体临界电流,超导体处于超导态,整个超导体呈现出的电阻为零,压降也为零,对电网影响为零(忽略交流损耗)。当电网发生短路故障时,流过超导体的电流迅速增大,当电流超过超导体的临界电流时,超导体就会失超,转变为正常态,使线路的电阻迅速增大,从而将短路电流限制在一定范围内。

电抗型限流器主要利用大电感在电流突变时产生的抵抗电流变化的感应电动势来限制瞬间增大的短路电流峰值,采用超导线圈的电抗型超导限流器通常会利用超导体的直流零电阻特性或较小的交流损耗来制作限流电感,也可利用超导块材的抗磁性对限流电感产生的屏蔽作用实现正常工作时的低阻抗,即磁屏蔽型限流器。

混合型超导限流器结合了电阻型和电抗型限流器的限流原理。中国科学院电工研究所于2005年完成了我国首台10.5kV三相高温超导限流器的研究开发,并将其投入10.5kV配电网试验运行。该高温超导限流器采用了改进桥路型限流器原理,能够克服桥路型、磁屏蔽型和饱和电抗器型的缺点,同时又具备桥路型的优点,既限制故障电流峰值,又限制故障电流的稳态值,具有较强的限流能力,并能满足重合闸的要求。

5.1.2 超导储能

超导储能的概念诞生于20世纪70年代初石油危机时期,其目的是利用超导储能装置储存和释放能量,调节电力日负荷曲线,节约能源,但能达成此目的超导线圈尺寸巨大,实现困难。90年代以后,超导储能更多地应用于改善电能质量、提高电力系统稳定性的场合,通过其快速响应能力来独立四象限地补偿电力系统中的有功功率和无功功率。

超导储能装置是超导磁体与电力电子技术的有机结合,储能线圈本质上是一个具有巨大电感量的超导磁体,将电能以磁场能的形式储存于超导线圈中,在需要时再通过AC/DC逆变将线圈中能量回馈给电网或供应其他设备使用。由于超导储能系统直接存储电磁能,在应用时无需能源形式的转换,因此它的响应速度极快。同时,超导储能的功率密度极高,这就保证了它能够迅速以大功率形式与电力系统的能量交换,因此响应速度和瞬时大功率是其最大的优势。此外,超导储能的功率规模和储能规模可以做的很大,还具有系统效率高、技术较简单、没有旋转机械部分、没有动密封问题等优点。

超导储能在进行输、配电系统的瞬态质量管理,提高瞬态电能质量,改善电网暂态稳定性和紧急电力事故应变等方面具有不可替代的作用。超导储能主要发展小型分布式储能系统,用于改善用户端的电能质量和供电可靠性,也可用于输电网以改善电网的稳定性。

国外微型超导储能装置已实现商品化,用于配电网的D-SMES产品已经推向市场,正在建造118GJ的超导储能用来调峰及解决阿拉斯加电网电压波动,提高供电的可靠性。中、大规模超导储能装置的研究仍处于起步阶段。

超导储能装置的应用范围包括迅速调整潮流、负荷跟踪、提供电机等设备的初起动能、提高系统功角和电压暂态稳定性、无功控制和功率因数校正、负载调节、分布式发电系统储能、峰值功率补偿、作为不间断电源向重要负荷提供高质量电力等。超导储能与其他电力应用装置结合,还可

形成多种改善电能质量,提高电网运行稳定性的衍生系统。

5.1.3 超导电缆

超导输电电缆是采用具有高电流密度和无电阻的超导材料作其载流导体而制成的电力电缆,其基本结构一般是将超导线、带材安置于内通强迫流动低温气、液体的金属软管外侧,利用低温流体冷却超导体达到工作温度,也有类似油浸电缆,将超导体浸泡于低温液体中的。当超导体处在超导态时,其直流电阻可视为零,因此超导电缆本体的焦耳热损耗几乎为零。在交流运行状态下,虽然超导电缆也将产生磁滞、涡流等损耗,即交流损耗,但只要超导电缆长度超过一定值时,即使考虑到电缆的交流损耗和低温冷却所需的电能消耗,其总的输电损耗仍将比常规电缆低50%左右。计算和分析表明,同等尺寸超导电缆的传输容量将比常规铜电缆高3~5倍。

我国城市人口密集,电力负荷增长迅速,随着经济的发展,许多大中城市中心区的电力负荷增容,将面临着地下电缆通道空间有限、新增干线敷设困难的局面。超导电缆采用具有很高的传输电流密度的超导材料作为导体和采用液氮作为冷却介质,具有体积小、质量轻、损耗低、无火灾隐患的优点。因此,在城市电网设施的改造及增容过程中,超导电缆是常规电缆很好的替代产品,特别是在低电压大容量的场合,超导电缆具有明显的竞争力,并且随着超导电缆制造技术的发展及材料成本的降低,超导电缆将会在短距离输电场合得到应用。

高温超导材料应用于电缆已较普遍,高温超导电缆可以在液氮温区运行,电缆的冷却和绝热技术要比低温超导电缆简单得多。同时,采用液氮冷却也有利于环境保护,一旦发生液氮泄漏等故障,不会造成环境污染或引发火灾等危险。因此,高温超导电缆比低温超导电缆有更大的竞争潜力。

20世纪90年代以来,美国、日本、丹麦、韩国和我国等都相继开展高温超导电缆的研究。2004年中国科学院电工研究所与甘肃长通电缆公司等合作研制成功75m、10.5kV/1.5kA三相交流高温超导电缆并安装在甘肃长通电缆公司为车间供电运行。2001年云南电力公司与北京英纳超导公司合资成立云电英纳超导电缆公司,从事高温超导电缆的研究开发,2004年完成30m、35kV/2kA高温超导交流电缆的开发,安装在云南普吉变电站试验运行。

百米等级的高温超导电缆已较成熟,但成本仍较高。近期高温超导电缆的应用将主要集中在城市负荷中心地下输电电缆、发电站和变电站的大电流母线、金属冶炼工业的大电流母线等方面。低温超导电缆由于运行温度低,冷却费用昂贵,目前已很少发展。

5.1.4 超导变压器

超导变压器采用超导材料作为导体,因此需在低温环境下运行,但其基本原理和结构与常规变压器相似。它具有体积小、质量轻、损耗低、无火灾隐患的优点。特别是在容量大于30MVA的场合,超导变压器具有更为明显的优势。此外,超导变压器还具有一定的短路电流限制功能。在一些特殊场合,如地下变电站或电力机车中,超导变压器也能发挥其体积小优势。

超导变压器属于超导交流应用装置,由于超导体存在交流损耗,直到1960年代多芯超导复合线材实现后,其研究才逐渐发展起来。考虑到在低温下铁磁材料的性能有退化,超导变压器的铁心一般采用常规硅钢片且工作在室温,仅超导绕组处于低温容器中。超导绕组产生的交流损耗比常规铜绕组损耗低得多,但在低温下损耗的功率换算成制冷机的制

冷功率仍相当可观,在液氮和液氦温度,相对于室温功耗分别相当于约500:1和15:1。因此高温超导材料的发展是促使超导变压器进入实用阶段的重要推动因素,运行在液氮温区的高温超导材料交流损耗允许值比运行在液氦温区大20~30倍。

超导变压器可参照常规变压器的原理进行设计,但应特别注意的是,保持超导绕组低温所用的低温杜瓦容器包围磁路,因此超导变压器用杜瓦外壳不能使用导电材料,也不可采用磁性材料,而应选用绝缘性能和机械性能好的玻璃钢材料。在内外杜瓦壁夹层内,防辐射屏的使用与常规杜瓦不同,辐射屏光滑金属箔应该采用带有切口的薄金属箔,以免在杜瓦夹层内形成短路环。

自20世纪70年代末,以法国、日本为代表的国家相继开展了低温超导变压器的研究工作,先后研制成功容量千伏安量级至兆伏安量级的低温超导变压器。中国科学院与(新疆)特变电工股份有限公司(简称特变电工)合作,于2003年10月研制出容量为26kVA(400V/16V,37.5A/938A)三相高温超导变压器;随后于2004年8月又完成一台45kVA(2400V/160V,18.75A/281.25A)单相高温超导变压器,并通过国家变压器质量监督检测中心的试验,绕组损耗仅为8.6W;2005年10月完成了容量为630kVA(10.5kV/0.4kV,34.64A/909.32A)的三相高温超导变压器,该变压器首次使用世界上最大的非晶合金铁心,通过了各种行业测试,并在特变电工成功挂网试运行,其效率达到98.5%。株洲电力机车公司在2005年研制出300kVA、25kV、6.6kV电力机车用单相高温超导变压器。

5.1.5 超导电机

超导电机可分为全超导电机和半超导电机,即仅励磁绕组采用超导体或完全采用超导材料的电机。由于需要解决转动部分的冷却问题,超导电机的研制难度较大。超导电动机的主要应用对象是大型舰船的电力推进系统。超导同步发电机的主要应用是同步调相机组,可用于对电网进行无功功率补偿,以改善电压品质和电网的稳定性。超导电机多采用多芯复合NbTi导体,采用高温超导材料的超导电机也在积极研究中。

超导电机与常规电机的主要区别之一是转子为超导体,可采用转子浸泡冷却或传导冷却的方式。此外,由于励磁绕组用超导线绕制,工作磁场较高,气隙磁密可达3.0T。为避免铁心饱和 and 铁损,电枢采用无槽结构,不设置铁心,因而体积和质量可大大减小,并具有效率高、噪声低、过载能力强等特点。超导直流电机多采用单极结构,不需要换向器,简单、坚固。用超导块材替代常规磁滞电机转子中的铝镍、钴钒等硬磁合金,可制成超导磁滞电机,其原理是利用旋转磁场中超导晶内和晶间屏蔽电流与外磁场的相互作用,出现磁滞效应,造成定子、转子磁通轴线的空间位移和气隙磁场的扭曲,产生的切线力将推动电机的旋转。

另外,还可以利用超导完全抗磁性和磁悬浮特性,制作迈斯纳电机、线性电机、超导磁阻电机、超导永磁电机等,也可研制多种形式的组合电机。与常规电机相比,超导特种电机在同样体积的条件下输出功率可以提高3~7倍,在液氢燃料输运泵、微机械系统、航天航空等领域具有广阔的应用前景。

5.2 超导磁体在大型科学与工程中的应用

超导磁体的应用范围包括以研究物质在强磁场下特性为目的的高强磁场实验室研究和以强磁场为手段,在能源、交

通、高能物理、空间探测、基础科学、国防等其他广泛领域中进行的应用研究。其中作为大型科学工程的强磁体应用领域主要包括高强磁场实验室、受控热核聚变、高能加速器、空间探测等。

5.2.1 强磁场实验室应用

国际上已有多家强磁场实验室，并正在物理、化学、材料学、生物学、医学等各领域发挥着越来越重要的作用。获取强磁场是强磁场实验室研究的重要目的之一，因此各种高强磁体最初几乎都是在强磁场实验室中研制的。

随着强磁体技术的发展，强磁场环境下的特殊物理、化学、生物现象被越来越多地揭示出来，人们逐步认识到许多重要现象与强磁场密切相关，并逐渐将强磁场作为发掘物质本质规律的重要手段之一，这就使强磁场实验室成为研究各种极端条件下物质规律的重要场所，并在近年来的科学研究中发挥出越来越重要的综合平台作用。可以说，强磁场实验室的建立和发展情况，已逐步成为标志一个国家科技发展水平的重要指标。

世界各主要科学技术发达国家的强磁场实验室都已发展成多学科综合的国家实验室，一般拥有一到数台可产生35~45T磁场的超导—水冷混合磁体系统，多台20T水平的超导磁体系统及配套的多学科实验测试手段，并拥有一大批富有才华的科学技术人员担任固定或流动研究人员，这使强磁场实验室成为国家重要的科研发展平台和物质科学研究中心。

5.2.2 磁约束核聚变

长期以来，受控核聚变发电被认为是解决当前能源危机的重要途径之一，它具有单位质量燃料释放的能量大、资源丰富、提取较容易、污染少、安全性好等优点。核聚变发电系统除聚变反应堆外与常规火力发电系统近似，其技术难点主要在于实现受控热核聚变需要极高的温度，其数量级约为 1×10^8 ℃。为将氘和氚的等离子体加热到这样的超高温，必须利用强大的外力约束，通常可行的约束方法有惯性约束和磁约束等。其中惯性约束多采用聚焦激光束，磁约束装置则可采用托卡马克（Tokamak）装置、仿星器、磁镜装置、箍缩装置等，目前最受重视的是托卡马克装置。

图9.6-8所示为托卡马克装置的原理示意图。1950年，Kurchatov 俄罗斯原子能研究所发明了该系统。这一领域的重大课题是受控热核聚变的国际合作计划（ITER），由美国、欧洲、日本、俄罗斯和我国等多个国家共同参与，其选址在法国的Cadarache核中心。托卡马克装置需要用大型超导强磁体来产生约束磁场，具体结构包括极向磁场、纵向磁场、中心螺线管等，以ITER为例，它包含20个超导环形线圈、9个极向场线圈、一个中心超导螺线管和校正磁场等。整个磁体系统约需1040t的 Nb_3Sn 超导线和845t的 $NbTi$ 超导线。磁体系统高18m，系统大半径8.14m，小半

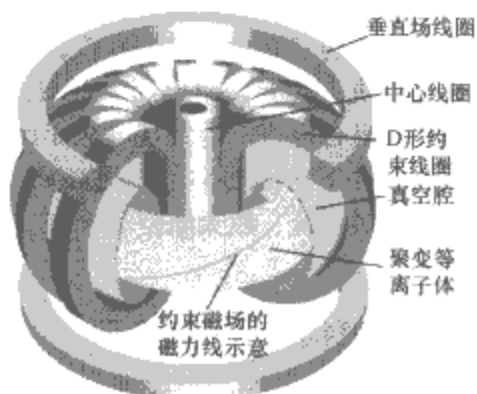


图9.6-8 托卡马克装置结构示意图

径2.8m，等离子体电流21MA。这一国际合作项目的成功实施将大大促进全世界范围内的受控核聚变研究工作的发展。

托卡马克装置所采用的超导磁体多为非圆截面，且多工作在脉冲模式，对磁体设计、绕制和失超保护等要求很高，设计和研制托卡马克装置是对超导强磁体技术水平的重大考验。

除ITER外，美国、日本、欧洲等国还有多个正在研制或实验运行中的磁约束受控核聚变装置，中国科学院等离子体研究所也在俄罗斯的T-7基础上研制了EAST系统，并于2006年进行了磁体实验。此外，国内多家研究机构均积极参加了ITER的有关研究工作。

5.2.3 高能加速器应用

大型高能粒子加速器是进行理论物理研究，探索物质基本组成和本质规律的重要手段之一。为了将带电粒子加速到极高的能量并进行有效约束，必须利用强磁场使其偏转。

大型高能加速器常用超导磁体产生粒子偏转和约束磁场，随着粒子能量的提高，加速器磁体的磁场也在不断提高。由于粒子所受电磁力与磁场成正比，使用较高的偏转和约束磁场可减小电磁储能环半径与系统运行费用。应用于粒子加速器的超导磁体需要在粒子束空间范围内产生精确的磁场分布，包括高磁场均匀度和高磁场梯度等。此外，磁体工作在高辐射环境中，应具有高度的可重复性和运行可靠性，在较高的工作电流密度下，超导线经历复杂非均匀的电磁应力作用，对其机械强度的要求也很高。这些要求使得加速器磁体的结构设计和建造较为困难。

加速器超导磁体系统包括二极磁体、四极磁体、六极磁体以及射频超导腔等单元，在一个大型加速器中，超导磁体的数量可达数百或上千个，粒子能量可达1000GeV。

5.2.4 高能粒子探测器

为探测高能粒子的行为，需要在大型高能粒子加速器的终端上安装大体积、高精度的探测器，如气泡室、电离室、谱仪等。随着加速器能量的提高，对探测器体积和精度的要求也随之提高，如需要在几米直径的空间内产生数特斯拉的磁场等，这样的要求只有采用超导磁体才能够满足。

由于高能粒子探测器用磁体必须工作在强辐射环境下，多采用耐辐射的铝基超导线材和 Nb_3Al 等抗辐射性能好的超导合金，这促进了新型超导材料的发展。同时，这些大直径超导磁体的研制和发展也促进了超导强磁体技术，特别是大型薄壁螺管结构磁体及磁体冷却、磁体机械支撑、失超保护等相关领域的发展。应用于大型探测器的磁体规模可达直径8m、长17m，磁场2T，或直径2m、长2.5m，磁场6T。

5.2.5 空间磁探测

空间磁探测是强磁体应用的新领域之一，主要装置有空间磁谱仪等。空间磁谱仪是工作在外太空，用于鉴别宇宙射线性质的一种高能粒子探测器。它的主要任务之一是寻找反物质和暗物质。

中国科学院电工研究所于20世纪90年代开始空间超导磁体科学的研究，研制了第一代空间阿尔法磁谱仪（AMS01），它采用的是永久磁体，磁场为0.15T。正在研制的AMS02采用超导磁体，提供的磁场更强，达到0.87T，可以使探测器达到更高的灵敏度。空间磁体要求更高的稳定性和更好的结构，同时在体积、质量、能耗等方面都受到严格的限制，因此研制难度极大，是超导磁体研究的前沿。

5.3 超导磁体在能源、交通和工业中的应用

5.3.1 能源应用

除超导电力应用和磁约束核聚变发电外,超导磁体在能源领域中的应用还包括磁流体发电等多个方面。磁流体发电是将热能直接转换成电能的技术手段之一,它是将导电流体通过与其流动方向垂直的强磁场,利用电磁感应作用产生电能。由于磁流体发电工质的电导率在 10s/m 量级,为有效地实现能量转化,其工作磁场必须达 $4\sim 6\text{T}$,因此必须采用超导磁体。

超导磁流体发电的优点是不需要旋转部件,热循环温度可高达 2800K ,因此可突破传统发电机的效率限制,同时所采用的微量碱金属化合物导电工质还具有使煤脱硫的功效,可减少燃煤电站的污染。磁流体发电装置的有效功率取决于体积,损耗取决于表面积,因此规模越大,效率优势越明显。由于火力发电技术的持续发展,能源综合利用效率和污染综合治理水平已很高,磁流体发电应用需求并不迫切,因此近年来世界范围内均未研制大型磁流体发电装置。1980~1990年,中国科学院电工研究所成功研制了大型鞍形超导磁流体发电用磁体,其室温孔径 0.44m ,有效长度 1.03m ,中心磁场 4T ,是我国研制的最大的超导磁体系统。

5.3.2 交通应用

在交通领域,超导强磁体可应用于磁悬浮轨道交通等多方面。磁悬浮列车是利用磁力作用使车体与地面脱离接触,悬浮于轨道之上,并利用直线电机驱动的新型交通工具。产生磁悬浮力的磁体可以采用常规磁体或超导体,常规磁体磁悬浮列车技术目前已基本成熟,我国上海引进德国技术的磁悬浮列车就是采用常规磁体。采用低温超导体的磁悬浮列车也已在日本等国进行了长期实验,日本的实验线路长 18km ,运行速度达 550km/h ,并正在规划 500km 实用超导磁悬浮线路,但仍然存在运行成本较高等问题。

近年来,采用高温超导体的磁悬浮列车是磁悬浮轨道交通的重要发展方向,利用高温超导块材的抗磁性,安置在车体内的高温超导块材可与磁性轨道或悬浮线圈中的感生磁场产生斥力,使车体起浮。由于非理想第Ⅱ类超导体具有维持内部磁通线的特性,超导磁悬浮车不仅可在高速下悬浮,而且可在低速或停止时保持悬浮状态,并且在车体受到外界扰动时具有自行恢复位置的能力,大大简化了磁悬浮列车的稳定和保护系统。利用高温超导块材俘获磁通产生的磁场可达 12N/cm^3 的悬浮力,因此只用较少的高温超导块材就足以使车辆起浮。此外,用于高温超导材料冷却的液氮也较便宜,可降低磁悬浮列车的运行成本。

2001年,我国西南交通大学已制成可载人的高温超导磁悬浮实验车,其他国家的高温超导磁悬浮交通研究也在迅速发展。超导技术在交通领域的应用还包括超导船舶推进电机、超导磁流体推进技术等。其中日本在1992年研制了世界第一艘超导电磁推进船“大和一号”,中国科学院电工所在20世纪90年代后期也成功研制了载人超导磁推进船。超导电磁推进的主要优点是不需要机械传动部分,但所用磁场需达 $15\sim 20\text{T}$ 时才具有较高的效率,这限制了其进一步发展。

5.3.3 工业应用

在工业领域,超导磁体可应用在偏转磁性物质的磁分离装置、分离含磁性物质的污水处理装置、海水淡化、血液细胞分离等方面,其原理都是利用高强度磁场和高梯度磁场的强磁力作用。在单晶硅、蓝宝石、GaAs等单晶材料的生长中,由于熔体对流和杂质掺入是影响单晶质量的主要因素,

也可利用强磁压制对流,改善晶体的质量。磁拉单晶炉的磁场可以是垂直或平行于单晶生长的方向,即横向和纵向磁场。此外,在强磁场环境下,许多具有各向异性的材料可表现出取向生长、有规律排布等特性,因此在材料研究和制备中,强磁场环境具有重要的应用价值,这方面的应用领域正在逐步开拓中。

5.4 强磁体在生物及医学中的应用

5.4.1 核磁共振谱仪

自从1950年第一台核磁共振谱仪磁体系统问世以来,核磁共振作为测定物质结构的有效工具广泛使用在世界各大实验室中,核磁共振谱仪成为当代生物、医学、化学及材料科学的重要分析工具。应用于核磁共振系统的超导线圈具有结构紧凑、电流和磁场稳定、磁场极其均匀和强度极高等特点。普遍使用的核磁共振磁体具有标准孔径 52mm ,磁场为 $2.35\sim 22.33\text{T}$,对应 ^1H 核共振频率为 $200\sim 950\text{MHz}$,超导磁体的储能从 $0.018\sim 26\text{MJ}$ 。高磁场核磁共振磁体需要提供的磁场稳定度达到每小时 1×10^{-8} ,在测量体积 0.2cm^3 的球形范围内磁场不均匀度小于 2×10^{-10} 。研究更高磁场的核磁共振磁体系统是各大强磁场实验室及磁体研制机构的重要课题之一。

5.4.2 核磁共振成像系统

基于核磁共振谱和计算机编码成像技术的核磁共振成像系统是紧随着核磁共振技术发展起来的重要影像学手段之一。核磁共振成像系统已成为医学诊断的常用工具,具有对软组织成像清晰等优点。多数核磁共振成像系统采用超导磁体,其工作磁场在 $0.6\sim 3\text{T}$,孔径可容纳病人全身。超导核磁共振成像系统磁体与核磁共振磁体一样,需要在有效的体积范围内获得高均匀、稳定的磁场。

此外,医学成像和介入治疗技术的发展要求核磁共振成像系统具有开放性。超导核磁共振成像系统磁体系统的发展趋势是超短腔、高磁场和完全开放式的磁体结构,最短的超导核磁共振成像系统磁体线圈长度为 1.5m ,超短线圈有利于减小液氮的消费和减小病人的幽闭症。超导核磁共振成像系统磁体的长时间稳定运行一般通过闭合运行的方式来保证,对于采用 NbTi 或 Nb_3Sn 材料制作的超导接头,其电阻可低至 $10^{-14}\Omega$,足以保障磁体的磁场在半年以上的时间内没有明显衰减。由于工作孔径较大,核磁共振成像系统磁体的空间磁场均匀度也是一个重要指标,通常要求在 50cm 直径的球形空间内磁场的起伏小于 1×10^{-6} 。为提高磁场均匀度,核磁共振成像系统磁体多采用6个甚至更多的螺线管组合而成。此外,核磁共振成像系统中还包括磁场补偿线圈、用于图像扫描的梯度场线圈和射频收发天线等。

超导核磁共振成像系统研究的一个重要前沿是应用高温超导材料或 MgB_2 超导体研制基于制冷机冷却的超导核磁共振成像系统。20世纪90年代,我国科健公司等单位曾成功研制过超导核磁共振成像系统并用于临床,但目前国内使用的超导核磁共振成像系统装置仍以进口为主。

近年来,采用永磁体研制的C型开放式核磁共振成像系统发展也十分迅速,其最高磁场已达 0.65T 左右,但进一步提高受到磁体材料的限制。我国在基于永磁体的核磁共振成像系统方面也具有较高的研究和应用水平。

5.5 特种强磁体及其他强磁体应用

5.5.1 超导磁性扫雷具

对于采用磁性引信的水雷和地雷武器,可利用磁体产生

模拟舰船、车辆的磁场,诱发引信动作来引爆,这就是磁性扫雷具的原理。最初用于磁性扫雷具的磁体多为永磁体,其后电磁体也越来越多地得到应用。磁性扫雷具的作用范围与磁体产生的磁场大小有关,由于超导磁体适合于产生强磁场,并且在维持稳定磁场时不消耗电能,人们很自然地想到利用超导磁体制作磁性扫雷具。

俄罗斯和美国都进行了超导扫雷具的研究。为了模拟舰船等目标,超导扫雷具的磁体通常安装在旋转支架上,并且设有减振装置。扫雷具的磁场可达3~7T,工作电流100~300A。超导扫雷磁体的研制难点主要在制冷方面,由于扫雷具要承受达30g(即30倍重力加速度)的冲击和振动,通常又必须配置在船舶或车辆等移动平台上,对制冷源的要求较高。俄罗斯、美国等的实验扫雷磁体多采用浸泡冷却方式。随着高温超导材料的发展,采用高温超导材料,液氮冻结冷却或制冷机传导冷却的新型超导扫雷具也在论证和实验中。

5.5.2 磁窗

当航天器再入大气层时,与大气摩擦产生的高温可使空气等离子化,从而形成一层电磁屏蔽,使航天器与地面的联络出现约1min的暂时中断。研究表明,可通过在航天器外壳靠近微波天线的部位施加一恒定的、与微波发射方向一致的强磁场,使等离子体中的电子运动受到束缚来降低信号的衰减,从而解决这一问题,这就是“磁窗”的设想。考虑到航天器的尺寸和载重量,用于“磁窗”的磁体必须体积小、重量轻。同时其产生的磁场越强,对电子束的约束就越强,解决通信中断的效果也越好。因而,“磁窗”磁体对超导磁体技术提出了多项挑战,如磁体及低温系统的轻量化设计、低漏热微型低温容器设计、新的励磁和制冷方式、在加速度和失重条件下的磁体稳定性和保护问题、磁体杂散磁场对其他设备的影响及解决方法等。受技术水平限制,国际上仍未能实现在航天器上建立强磁场的目标,但包括我国在内的许多国家都在积极研究中。

强磁体,特别是超导强磁体的发展和应用是科学技术进步的结果,并且也一直在广泛的领域内推动着人类技术的进一步发展,以上介绍的仅是强磁体应用中较有代表性的部分,同时,新的强磁场应用领域也正在不断开拓中。在可预见的将来,相信强磁体技术,特别是超导强磁体技术必将在能源、交通、健康等诸多方面大大改变人类的生活,并不断为我们揭示出更多崭新的领域。

6 超导电性在电子学中的应用

强、弱电应用是超导应用科学技术的两大主要分支,其中超导弱电应用又集中表现在电子学应用方面,并已形成了一个崭新的超导电子学科。超导电子学应用技术主要包括以超导薄膜为基础的微波通信应用(如滤波器、谐振器、延迟线、限幅器等)和以结型器件为基础的超导量子干涉仪、超导芯片和太赫兹高频应用等,得到广泛应用的主要是超导量子干涉仪及其应用装置,超导滤波器、低温前置放大器等超导微波器件也已进入示范试验运行阶段。

6.1 超导量子干涉仪及其应用

超导量子干涉仪是人类所掌握的能测量弱磁场的手段中最灵敏的磁测量传感器,它的灵敏度比现有其他测量手段要高出2~3个数量级,可以探测强度为地磁场十亿分之一到百亿分之一的磁信号,在微弱电磁信号检测领域具有不可替代的优越性,因而在生物磁学、无损检测、扫描磁显微镜、

大地电磁测量以及军事等领域有广泛的应用价值。

超导量子干涉仪的基础是超导结,它是约瑟夫森效应的实际应用。采用环形双结并联结构,并加以略高于并联双结临界电流的直流偏置电流,通过检测器件两端电压的变化,可探测出超导环内磁通量的变化,这就是直流超导量子干涉仪。如果采用单结超导环结构,在直流情况下是短路的,但与射频谐振回路耦合并施加射频偏置时,其谐振品质因子受磁通调制,因此谐振回路的射频电压是环内磁通的周期函数,这就是射频超导量子干涉仪。它们可分别应用于不同的场合。超导量子干涉仪应用装置的核心是基于超导量子干涉仪的磁强计,它必须根据应用需求进行设计。由于具有价格低廉、制备容易、可采用光刻等手段制成精密几何图样、加工成品率和重复性好、易于同其他超导器件集成等突出优点,超导量子干涉仪磁强计多采用超导薄膜结构,利用光刻等成熟的半导体工艺手段制结。在一些应用中,常可集成数个至上千个超导结,形成结阵列。

由于可以检测到非常微弱的电磁信号,利用超导量子干涉仪可以检测到心脏的磁场,从而得到人体的心磁图。利用超导量子干涉仪得到的心磁图来进行心脏医学研究和心脏病诊断方面的研究在国际上相当活跃。研究结果表明:从心磁信号中可以看到很多心电图不可能得到的信息,因此,心磁图正在从研究阶段快速走向临床诊断应用。近两年来,国外已有公司开始专门生产能工作于液氮温度的低温超导量子干涉仪心磁图仪。北京大学和中国科学院物理研究所已经研制出具有完全自主知识产权的高温超导量子干涉仪心磁仪,所建立的高温超导量子干涉仪心磁测量系统可以在简易磁屏蔽环境下测量人体和兔子的心磁信号,并用于临床试验,取得了较好的试验效果。人脑、肌肉等其他器官活动发出的磁、电信号也可利用超导量子干涉仪装置进行检测,有关脑磁图等的研究工作在国内外也十分受重视。

超导量子干涉仪的另一个很有前景的领域是在地球物理探测方面,特别是与地震有关的大地断层探测和石油探测。这些研究常常需要了解几公里到几十公里深的大地构造,在电磁勘测方法中,其频率响应在0.0001~0.1Hz的范围,常规感应线圈探头因其低频灵敏度按 $(1/f)^{2/3}$ 下降而无法得到足够强的信号,超导量子干涉仪的灵敏度明显优于常规感应线圈。20世纪80年代起,超导量子干涉仪已在该领域实际使用,但由于野外使用液氮不便且费用昂贵和勘探投入减少,使该方面工作未得到推广。高温超导体发现以来,液氮温区的超导量子干涉仪大大促进了地球物理探测应用的发展。近年来,通过对器件进行适当的几何设计,大大降低了工作在地磁场中的超导量子干涉仪的低频噪声,超导量子干涉仪在地球物理方面的应用已不存在技术上的困难。

超导量子干涉仪还可应用于金属等材料的无损检测。例如,在对飞机、混凝土结构中的受力钢筋等十分重要的对象的无损检测中,传统的声学、热学、电磁学技术由于缺少足够的空间和深度分辨率而不能令人满意。超导量子干涉仪具有高的灵敏度和优良的低频性能,因而有着明显的优越性。由于需要工作在工场车间那样较差的电磁环境中,超导量子干涉仪无损检测仪不仅要能够抵消干扰、提高信噪比,而且要有足够高的抗震和抗摆性能。德国已研制出能在无磁屏蔽条件下工作的超导量子干涉仪磁梯度计,并在法兰克福机场的飞机维修车间用于飞机轮毂检测。在无损检测方面,基于超导量子干涉仪的设备已开始向商业化迈进。

在国防领域,基于超导量子干涉仪的磁异常探测装置可用于搜索潜艇等隐蔽目标,还可用于水下远程通信等。超导

第7章 环保电工技术

1 概述

环境是人类生存和发展的基本前提,环境为人类生存和发展提供了必需的资源 and 条件。随着社会经济的发展,环境治理已经成为一个不可回避的重要问题,环境污染是一个关系到国家发展和存亡的重大问题。

环境污染的治理方法有物理方法、化学方法、生物方法等。从电为人类服务开始,应用电工技术到环境保护上就一直是一个重要的研究方向。从最早应用静电除尘开始,目前电工技术已经基本应用到与环境保护相关的各种废弃物处理中。电工新技术处理各种废物时最常用的办法是产生低温等离子体,通过等离子体作用来对废弃物进行处理、降解和转化,从而达到环保的目的,电工技术正越来越引起人们的重视,被认为是废物处理的最佳方法。

本章介绍电工技术在环境保护领域的一些典型应用,包括静电除尘、烟气的脱硫脱硝、废水的降解处理、废弃固体物的处理、易挥发性有机物处理,以及低温等离子体技术在杀菌消毒上的应用。

2 静电除尘技术

静电除尘技术是电工技术应用到环境保护中最古老的技术之一,也是被人们公认的、成熟的、高效可靠的除尘技术。静电除尘是利用电晕放电使含尘气体中的尘埃带电而通过静电作用进行分离的技术。最早在1907年,Cottrell首先在净化工业烟气时使用了静电除尘技术,现在静电除尘器已经广泛应用到各种工业及民用领域。

2.1 静电除尘原理

静电除尘的原理主要包括气体的电离过程、粉尘的荷电原理及粉尘的运动及附着过程。

2.1.1 气体的电离过程

当两个曲率半径相差很大的金属电极之间施加高压,电极间隙中空气存在少量自由电子在电场力作用下碰撞电离,形成电子雪崩过程,在两个电极之间产生电晕放电,并产生大量的正、负离子和电子。图9.7-1所示为尖—板电极结构下正、负电晕两种条件下的电荷分布示意图。无论尖电极的极性如何,电晕都是发生在尖电极附近,但不同极性电晕产生的空间电荷有所不同。电晕放电主要产生电离区和迁移

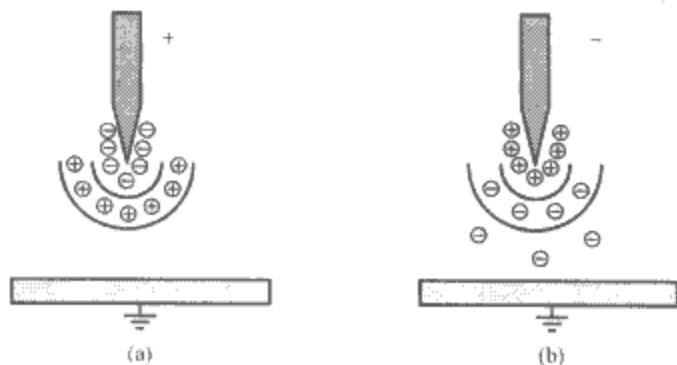


图 9.7-1 正、负电晕时电荷分布示意图
(a) 正电晕; (b) 负电晕

区,电离区即是尖电极附近的电场达到一定数量级而发生空气电离,迁移区是电荷向电离区外运动的区域。在正电晕时,电子向尖电极运动,很难形成负离子。而在负电晕条件下,电子向板电极运动,当电子运动到电离区以外时,很容易附着在迁移区内中性分子上形成负离子。负电晕的起晕电压低而击穿电压高,而且负离子的迁移率要高于正离子的迁移率,因此静电除尘更多的采用负电晕方式。

对于线—管式静电除尘器,其起晕电压 U_0 为

$$U_0 = r_0 E_0 \ln \frac{r_c}{r_0} \quad (9.7-1)$$

式中: E_0 为电晕线表面场强,可以由泊松方程计算得到; r_c 为电晕筒的半径; r_0 为电晕线半径。

由已知外加电压 U 可以进一步计算得到电晕电流线密度 i 为

$$i = \frac{8\pi\epsilon_0 k}{r_c^2 \ln(r_c/r_0)} U(U - U_0) \quad (9.7-2)$$

式中: ϵ_0 为真空介电常数; k 为离子迁移率,常温下负电晕的离子迁移率约 $2.1 \times 10^{-4} \text{ m}^2 / (\text{V} \cdot \text{s})$ 。

2.1.2 粉尘的荷电原理

静电除尘的一个重要前提是要保证粉尘获得尽可能多的电荷,即粉尘的荷电过程。气体中粉尘的荷电过程主要发生在迁移区内。粉尘在电晕电场中的荷电机理包括两个过程:碰撞荷电(也称电场电荷)和扩散荷电。前者是沿电力线运动的离子和电场中的粉尘粒子碰撞,使粒子荷电的过程;后者是负离子(和气体分子一样作无规则的热运动)由于热运动和粉尘粒子表面碰撞引起带电的过程。由于与粉尘碰撞的离子附着其表面,所以随着荷电过程,表面附近区域的离子浓度变得很小,而在远离粒子表面的地方,离子浓度很大,形成离子的浓度梯度,于是离子便通过热扩散从外面向粉尘粒子表面补充。这种扩散荷电与外加电场无关,即使电场等于零,扩散荷电的速度也不变。对于比较大的粒子(粒径大于约 $2\mu\text{m}$),碰撞荷电起主要作用,对于比较小的粒子(粒径小于约 $0.2\mu\text{m}$),扩散荷电起主要作用。电场荷电 q_i 和扩散荷电 q_d 的经典计算公式为

$$\begin{aligned} q_i &= 3\pi\epsilon_0 E d_p^2 \left(\frac{\epsilon}{\epsilon + 2} \right) \left(\frac{1}{1 + \tau_q/t} \right) \\ q_d &= \frac{6\pi\epsilon_0 K_B T d_p}{e} \ln \left(1 + \frac{u d_p \rho_c e}{8\epsilon_0 K_B T} \right) \end{aligned} \quad (9.7-3)$$

式中: ϵ 为粒子相对介电常数,一般粉尘取 $5 \sim 6$; E 为荷电场强; τ_q 为时间常数; K_B 为玻尔兹曼常数; T 为热力学温度; e 为电子电荷量; d_p 为粒子半径; ρ_c 为电荷体密度。

2.1.3 荷电粒子的运动

带一定电量的荷电粉尘在库仑力的作用下向集尘电极方向驱动。粉尘在运动时主要受库仑力作用,也会受梯度力的作用。后者即使粒子不带电,也会受到梯度力作用,向电场强的方向吸引。粉尘粒子在电场中的运动速度 ω (也称驱进速度)可以表示为

$$\omega = q E_p C u / 3\pi\eta d_p \quad (9.7-4)$$

式中: E_p 为集尘场强; $C u$ 为修正系数。

除了库仑力影响荷电粒子的运动外,随位置变化时,电

场对电介质粒子会产生梯度力作用。在静电除尘器内部,梯度力将粒子向电晕线方向驱动,并且在电场强度变化显著的电晕线附近,这个作用力很大。当电晕线的荷电电压降低,电晕放电产生的静电集尘作用减弱时,粒子就会在这个力的作用下向电晕线吸附,并不断地堆积起来,使电晕线增大,抑制电晕电流,妨碍集尘。为了防止这种不利的影响,必须在静电除尘器运行的过程中,定时地敲打电晕线,震落附着的粉尘。此外,荷电粒子还会受到离子风,粒子的凝集粗大化等因素的影响。

2.1.4 荷电粒子的附着过程

当荷电粒子运到集尘电极上时,依靠粒子之间或粒子和电极之间的附着凝集力而吸附在电极上。附着凝集力包括范德瓦尔斯力和静电附着力两种,附着凝集力的大小决定了影响集尘效率的再飞散现象。范德瓦尔斯力的力程(作用距离)约为 $1 \times 10^{-8} \text{ cm}$,是在距离非常近的接触点之间的一种力。除了范德瓦尔斯力外,在集尘空间,集尘电极上堆集的尘埃粒子层中还存在静电附着力。粒子接触点附近的细空隙形成一种电容器,被接触点形成的电位差充电,从而粒子之间产生相互吸引力,即静电附着力。

此外,附着在集尘电极上的粉尘还可能存在反向电离现象。被捕集到集尘电极上的粉尘粒子,在失去电荷的同时,附着并堆集到电极上,形成粒子层。粒子层的表面不断地接受粒子带来的负电荷。此外,离子本身也给粒子层表面带来负电荷,并且它形成的电流比较大。从集尘空间流入尘埃粒子层表面的电流,便通过粒子层流入接地集尘电极,如果粒子层的电阻较大(集尘电极上堆积的粒子是否起绝缘作用取决于粒子层的表观电阻率相对于集尘空间的表观电阻率的大小),便阻止电流通过,从而在粒子层内产生较大的电位差,集尘空间的电位差便减小相同的数值。当某种条件满足时,粒子层就可能被击穿。通常会在该处形成针孔,将周围的表面电荷中和。当放电结束时,粒子层表面再次被离子荷电,然后,再发生放电,如此反复,放电产生的正离子便不断地向集尘空间延伸,从而形成向集尘空间发生的正电晕放电。

2.2 静电除尘方法

图 9.7-2 所示为管式静电除尘的基本方法。对位于接地金属圆筒轴线上的金属丝(电晕线)一端施加负极性高压直流电,当外加电压达到一定值时,金属丝表面就产生电晕放电。此时,当金属圆筒底部通过含尘气体时,粉尘就会在电场中与负离子碰撞而荷电,并在电场力的作用下向圆筒电极运动而沉降在圆筒的内壁上,于是粉尘被捕集。

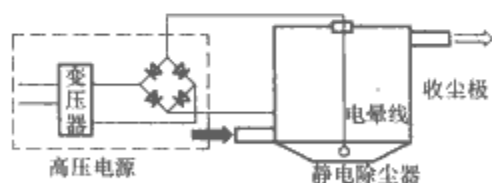


图 9.7-2 管式静电除尘器基本原理

传统的静电除尘器按其应用的不同形式可以有不同的分类方式:按照集尘极的几何形状可以分为线—管型和线—板型;按照气流流动可以分为立式和卧式;按照集尘极上清灰方式可以分为干式和湿式;按照粉尘在静电除尘器内的荷电方式及分离区域布置可以分为单区和双区。通常情况下,工业上较大规模的静电除尘采用干式、线—板型、单区卧式静电除尘器,电晕线采用负电晕放电。静电除尘器主要由电极、本体及电气系统组成。放电极和集尘极,多数情况下使

用钢材制造。放电极一般采用框架固定,并用重物拉直,也有直接用重锤悬吊固定的,均需使用绝缘套管支持。放电极制造材料要求有很好的机械强度并能够防止腐蚀,具有良好的电气性能,能够做到低起晕电压,高击穿电压,且放电极应容易清灰。集尘极也要求有较好的电气性能,使得电场强度和电流密度分布均匀,要求有良好的机械强度和振打性能并能有效防止二次扬尘。现在集尘极多有不同形状的沟槽,既提供了极板的强度,又能有效抑制二次扬尘,还提高了电气性能和振打性能。

传统静电除尘技术已非常成熟并产业化。随着环保要求越来越严格,研制效率更高、投资更小的静电除尘器成为新的研究方向。例如研制静电除尘器各部件的新结构型式,开发静电除尘的新技术或与其他除尘方式联合除尘的技术。新型的静电除尘方法有以下几种。

(1) 原式静电除尘器。日本开发的一种新型静电除尘专利技术,可用于净化具有低或高比电阻的粉尘。其粉尘入口浓度可以高达 120 g/m^3 ,气体温度可至 520°C ,而且此装置与普通静电除尘器相比,投资少 $1/3$,耗电量节省一半。其电极材料都采用钢管制作,而它与普通单区静电除尘器的不同之处是在放电极后增设了一排由 $3 \sim 5$ 根钢管组成的辅助电极,辅助电极不但可以收集负电晕放电所引起的带正电粉尘,而且可以与集尘板形成均匀电场,有利于除尘。

(2) 长芒刺静电除尘器。能在较低运行电压下产生较高的除尘效率。这种方法由于采用宽间距、长芒刺放电极结构,在减少集尘极和放电极数量的同时,利用长芒刺点状放电强度高,起晕电压低和产生强烈电风加强紊流掺混作用的特点,避免了选用超高压电源带来的绝缘问题,保证了静电除尘器运行稳定性和高集尘效。同时还采用极板涂层方式,通过涂敷特种防腐涂层,适应处理高温高湿烟气的需要,并利用调整涂层成分改变涂层比电阻,增强除尘器对低比电阻粉尘的适应性和清灰效果。宽间距长芒刺静电除尘器应用于现场时,具有较高的除尘效率和分级效率,可有效改善作业环境,且工作电流、电压稳定,集尘效率高,设备阻力低,运转稳定可靠,其高效、低阻等优越性得到普遍的认可。

(3) 静电除尘技术与其他除尘方式组合成的复合式静电除尘器。其克服了其中的单一除尘器运行时的不利因素。高速旋风静电除尘器是具有旋风除尘器和线管式静电除尘器两方面特征的复合式除尘器。颗粒在其中受到离心力和静电力的复合作用而分离,因此它的除尘效率比单一旋风除尘器高,并且能够捕集粒径更小的尘粒,而由于入口风速较高,其能够处理的烟气量比线管式静电除尘器大得多。

(4) 静电增强纤维除尘器。其是另一种复合式除尘器,其结构建立在现有成熟的袋滤式除尘器的基础上并采取静电增强方式。静电增强纤维除尘器能够捕集比普通电除尘器更微细的颗粒,净化效率也极高,通常超过 99.9% 。与单一静电除尘器相比,此除尘器对粉尘比电阻适应范围广;与普通纤维过滤器相比,此复合式除尘器的烟气流速高、阻力低、运行费用低。静电增强颗粒层除尘器也采用类似的原理,具有耐高温、耐腐蚀、不燃烧,除尘效果不受粉尘比电阻影响的优点,一般在高温环境下采用。

2.3 静电除尘器的应用

2.3.1 静电除尘器的优缺点

与其他除尘方法比较,静电除尘器的优点主要在于:

(1) 净化效率高,能够捕集 $0.01 \mu\text{m}$ 以上的细粒粉尘。在设计中可以通过不同的操作参数,来满足所要求的净化

效率。

(2) 阻力损失小, 和旋风除尘器比较, 即使考虑供电机组和振打机构耗电, 其总耗电量仍比较小。

(3) 允许操作温度高, 可以达到 $350\sim 400^{\circ}\text{C}$ 或者更高。

(4) 处理气体范围量大。

(5) 可以完全实现操作自动控制。

静电除尘器的缺点是:

(1) 设备比较复杂, 要求设备调运和安装以及维护管理水平高。

(2) 对粉尘比电阻有一定要求, 所以对粉尘有一定的选择性, 不能使所有粉尘都能获得很高的净化效率。

(3) 受气体温、湿度等的操作条件影响较大。同是一种粉尘如在不同温度、湿度下操作, 所得的效果不同, 有的粉尘在某一个温度、湿度下使用效果很好, 而在另一个温度、湿度下由于粉尘电阻的变化几乎使用无效。

(4) 一次投资较大, 卧式的电除尘器占地面积较大。

(5) 在某些企业实用效果达不到设计要求。

2.3.2 影响静电除尘器性能的主要因素

2.3.2.1 粉尘特性和烟气性质的影响

粉尘特性主要包括粉尘比电阻、粉尘的粒径分布和粉尘的黏附性等。烟气性质主要包括烟气的温度和压力、烟气湿度和烟气含尘浓度等。

(1) 粉尘比电阻。粉尘比电阻是衡量粉尘导电性能的指标, 静电除尘器适合于捕集比电阻介于 $1 \times 10^4 \sim 5 \times 10^{10} \Omega \cdot \text{cm}$ 的粉尘。粉尘比电阻过高或过低都会导致除尘效率下降。在通用的单区板式电除尘器中, 当粉尘比电阻小于 $10^4 \Omega \cdot \text{cm}$, 粉尘会在集尘极板上产生跳跃现象, 不能很好的吸附, 最后可能被气带出电除尘器。若粉尘的比电阻超过 $5 \times 10^{10} \Omega \cdot \text{cm}$ 时, 除尘器的性能就随着比电阻增大而下降。这是因为沉积在集尘极表面的高比电阻粉尘层限制了电晕电流的通过, 导致除尘效率大幅度下降。

(2) 粉尘粒径。荷电粉尘的驱进速度随着粉尘的粒径有不同的变化, 即粉尘的驱进速度与粒径大小成正比。粒径越大, 除尘效率越高。粒径越小, 其附着性越强, 因此细粉尘容易造成电极积灰。另外, 细粉尘还易产生二次飞扬, 也会使除尘器的性能降低。

(3) 粉尘黏附性。由于粉尘有黏附性, 可使细微粉尘粒子凝聚成较大的粒子, 这对粉尘的捕集是有利的。但是粉尘黏附在除尘器壁上会堆积起来, 这是造成除尘器发生堵塞故障的主要原因。若粉尘的黏附性强, 粉尘会黏附在电极上, 即使加强振打力, 也不容易将粉尘振打下来, 这样就会出现电晕线肥大和集尘极板粉尘堆积的情况, 影响正常的电晕放电和极板收尘, 致使除尘效率降低。

(4) 烟气湿度。由于原料和燃料中含有一定水分, 燃料中的氢燃烧后生成水蒸气, 参与燃烧的空气中也含有水分, 因此一般工业生产排出的烟气中都含有一定水分。这对静电除尘的运行是有利的, 一般烟气中水分多, 除尘效率就高。如果烟气中水分过大, 虽然对电除尘的性能不会有不利影响。但是, 如果除尘器的保温不好, 烟气湿度达到露点, 会引起绝缘子沿面放电, 也会腐蚀除尘器的电极系统以及壳体。如果烟气中含有 SO_2 , 其腐蚀程度就更加严重。

(5) 烟气含尘浓度。当含尘气体通过除尘器的电场空间时, 粉尘粒子与气体离子碰撞而荷电, 在电除尘器内便出现两种形式的电荷—离子电荷和粒子电荷, 所以, 电晕电流一方面是由于气体离子和运动形成的, 另一方面是由于荷电尘粒运动而形成的。但是粉尘粒子的大小和质量都比气体离子

大得多, 所以气体离子的运动速度为荷电尘粒的数百倍 (气体离子平均速度为 $60\sim 100\text{m/s}$, 而粉尘粒子速度为 60cm/s 左右)。这样, 由荷电尘粒所形成的电晕电流仅占总电流的 $1\%\sim 2\%$ 。随着烟气中含尘浓度的增加, 荷电尘粒的数量也增多, 以致由于荷电尘粒形成的电晕电流虽然不大, 但形成的空间电荷却很大, 严重抑制电晕电流的产生, 使尘粒不能获得足够电荷, 以致除尘效率下降。

2.3.2.2 本体结构的影响

影响电除尘性能的本体结构因素主要是电极的完好性和壳体的严密性。除尘器壳体或灰斗开焊后, 会造成窜气或漏风, 引起电场内二次扬尘, 使灰斗内的积灰和极板上的附灰重新返回气流中和, 降低除尘效率; 如果漏风严重, 致使电场内温度降低到露点温度, 就会对极板产生结露腐蚀, 使其效率下降。电极的完好性是非常重要的因素, 电晕线断线和集尘极板变形, 会使相应的电场除尘效率降为零, 对电除尘器的影响很大。造成集尘极板变形的原因主要是积灰, 因极板间积灰导致进入电除尘器的气流分布不均匀, 而极板受到不均匀气流的冲击和积灰的进一步推挤逐渐产生变形, 变形的极板又加剧了气流分布的不均匀, 最终导致严重的甚至不可恢复的变形。因此在除尘器的运行维护中, 保证灰斗不堵灰是至关重要的。

2.3.2.3 供电装置的影响

供电控制设备的绝缘性能和接地性能是影响电除尘器的重要因素。维护电场运行电压 (二次电压) 稳定在较高水平, 是保证电除尘器除尘效率的重要手段。对于电除尘器的阴极支撑绝缘子和阴极振打瓷轴的密封和保温极其重要, 如果该处的温度降低到烟气的露点温度或严重积尘, 就会使电场的绝缘性能降低, 甚至完全接地, 降低电场的运行电压, 降低除尘效率。对阴极支撑绝缘子和阴极振打瓷轴的定期维护是非常重要的。

2.3.3 静电除尘器的设计与应用

静电除尘器的除尘效率是静电除尘器设计时的一个关键参数。除尘效率公式是 W. Detusch 于 1922 年导出的, 处理烟气量 Q , 集尘极面积 A 和除尘效率 η 的关系式为

$$\eta = 1 - \exp\left(-\omega \frac{A}{Q}\right) \quad (9.7-5)$$

式中: ω 为粉尘的移动速度, 可以通过除尘效率实测值逆算得到。

这个实测值可用于类似性质粉尘的静电除尘器设计。对于除尘效率不高的场合, 式 (9.7-5) 给出的除尘效率值与实测值较一致。随着静电除尘器的大型化和除尘效率的提高, 式 (9.7-5) 的计算和实测值可能产生误差, 产生误差的原因一般认为由于式 (9.7-5) 是以粒径分布很宽的粉尘为对象, 随着粒径的不同, 除尘效率也不同。1978 年 Matts 根据实验发表了 Deutsch 公式的修正式为

$$\eta = 1 - \exp\left[-\left(\omega_k \frac{A}{Q}\right)^k\right] \quad (9.7-6)$$

式中: k 是由粉尘的性质决定, 在粉煤灰的场合, $k=0.5$ 左右。

式 (9.7-6) 与现今的静电除尘器除尘效率实测值较为一致, 因此广泛用于静电除尘器设计。

静电除尘器设计所需的参数主要包括以下几个方面:

- (1) 工作状况下需净化的烟气量。
- (2) 烟气的温度和湿度。
- (3) 烟气的成分, 各种气体的含量。
- (4) 烟气的含尘质量浓度。
- (5) 粉尘的性质, 包括粉尘的粒度分布、化学组成、密

度、堆积角、比电阻、黏度等。

(6) 静电除尘器出口烟气允许的含尘质量浓度。

静电除尘已经广泛应用到工业及民用领域，如钢铁工业中主要用于净化烧结机、炼铁炉、铸铁冲天炉、炼焦炉的废气处理，火电厂的电厂灰处理。水泥工业中的回转窑和烘干机，水泥磨、煤磨等尘源也都采用静电除尘器控制。另外化学工业中的酸雾回收、有色冶金工业的烟气治理和贵重金属颗粒物的回收都使用到静电除尘器。

3 脱硫脱硝技术

二氧化硫 (SO₂) 与氮氧化物 (NO_x) 是导致酸雨的“酸性气体”源，也是导致温室效应的“间接温室气体”。常规的空气污染控制技术 (湿法脱硫和催化转化法脱硝等) 存在二次污染、设备腐蚀、工艺复杂、投资大和运行费用高等特点。因此探求技术先进和经济合理的脱硫脱硝技术一直是环保界关注的焦点。

3.1 脱硫脱硝技术原理和方法

采用等离子体技术脱硫脱硝的方法主要是电子束法和脉冲电晕法。前者利用电子加速器获得高能电子，后者利用脉冲电晕放电获得活化粒子。

3.1.1 电子束辐照法

电子束辐照法烟气脱硫脱硝技术 (EBA 技术) 是利用电子束 (电子能量为 800keV~1MeV) 辐照烟气，将烟气中的二氧化硫和氮氧化物转化成硫酸铵和硝酸铵的一种烟气脱硫脱硝技术。EBA 技术是 70 种同时脱硫脱硝方法中第二代最有发展潜力的四种方法之一。EBA 技术处理烟气的研究工作在 1970 年始于日本，其过程是烟气经静电除尘后，进入喷雾冷却塔，从塔顶喷射出的冷却水在落到塔底部前全部蒸发汽化，将烟气冷却到接近其露点温度 (60~70℃)，然后烟气进入反应器，接受由电子束加速器产生的高能电子 [(80×10⁻¹⁵~128×10⁻¹⁵) J] 照射，电子束的大部分能量被烟气中的氧、氮、水蒸气等吸收，产生大量的离子、自由基、原子、电子和各种激发态的原子、分子等活性物质，它们将 SO₂ 和 NO_x 氧化成硫酸和硝酸。硫酸和硝酸与先加入反应器的氨 (液态氨、气态氨) 发生反应，生成硫酸铵或硝酸铵的粉状粒子。然后用干式静电除尘器 (或其他收集器) 捕集这些副产品微粒，净化后的烟气由烟囱排入大气。电子束照射法不产生废水、废渣，脱硫效率可达到 90% 以上，脱硝率也可达到 80%，副产物可作为农肥使用。电子束法中 SO₂ 和 NO_x 除去涉及的化学反应如图 9.7-3 所示，工艺原理如图 9.7-4 所示。

3.1.2 电晕低温等离子体法

电晕等离子体烟气脱硫是在电子束法的基础上发展起来

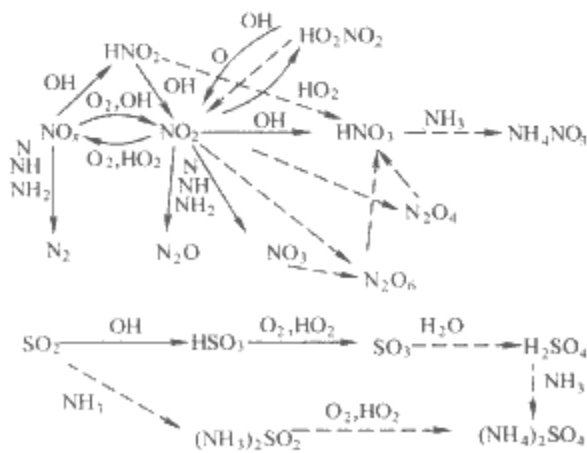


图 9.7-3 电子束法脱硫脱硝的主要化学反应
——→辐射化学反应，---→热化学反应

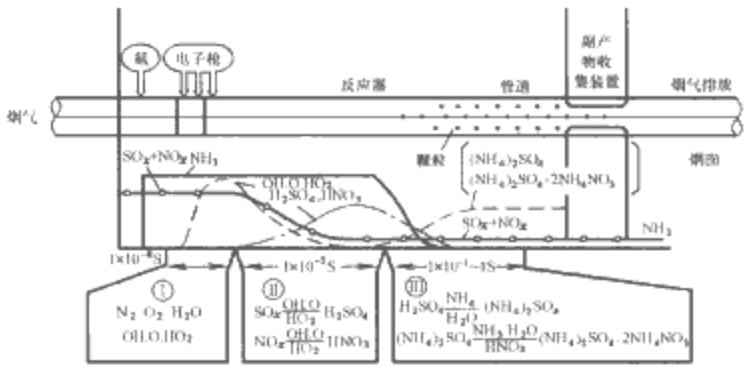
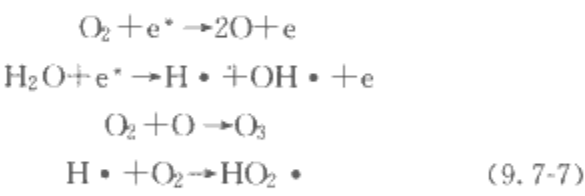


图 9.7-4 电子束辐照烟气脱硫脱硝的工艺原理

的。由于等离子体化学过程在增强氧化能力、促进分子离解以及加速化学反应等方面具有很高的效率，因而成了 20 世纪 90 年代研究的热点。脉冲电晕法就是将高压脉冲电源加到放电电极 (电晕极) 上，电晕极对接地极发生脉冲电晕放电，使迁移率高的电子在自由程中受到突发强电场的加速而获得足够的能量。利用前沿陡峭、窄脉宽的高压脉冲电晕放电，从而在常温下获得非平衡等离子体，即产生大量的高能电子和 O、OH 等活性粒子 (8×10⁻¹⁹~32×10⁻¹⁹J)，对工业废气中的气体污染物分子进行氧化、降解等反应，使污染物转化。再向其中注入 NH₃ 气体，反应产生硫酸铵、硝酸铵及其复盐的微粒。该方法的脱硫率可达 90% 以上。

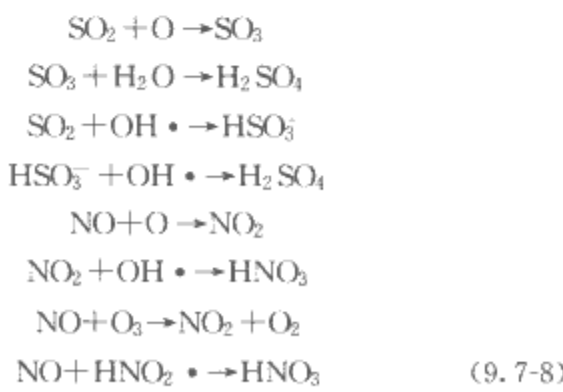
其脱硫脱硝过程可分为三个阶段：

(1) 在烟气中进行脉冲电晕放电时，离子由于迁移小，在脉冲电场中来不及加速；而迁移率很大的电子在脉冲电晕场中被加速而成为能量达 2~20eV 的高能电子，这样在常温下只提高电子温度，形成非平衡等离子体，这些高能自由电子通过碰撞使烟气中的 H₂O、SO₂ 等气体分子活化、裂解甚至电离。由于电离能高 (O₂ 和 H₂O 分子的电离能分别为 12.1eV、12.6eV)，因而被电离的分子很少；而 O—O 键电离能为 5eV，H—O—H 键电离能为 5.2eV，非平衡等离子体内的高能电子有足够的能量打断这些键、使之裂解而产生强氧化性物质 (OH 自由基、N 自由基、HO₂ 自由基)。相关的反应如下，其中带 “·” 表示该分子或原子处于激发态的活性基团。

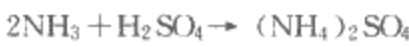


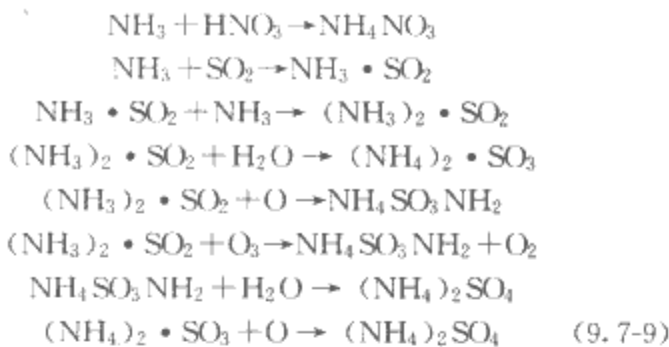
式中：e* 为高能电子；e 为一般电子。

(2) 式 (9.7-7) 的反应过程产生的活性基团与已被高能电子激活的 SO₂、NO_x 等分子进行反应，经过一系列复杂的电化学反应氧化成相应的酸雾，并很快与烟气中的水反应生成相应的酸。



(3) 在氨作为添加剂情况下，生成的硫酸、硝酸与氨进行反应转化成相应的氨盐而将 SO₂ 脱除，相关的化学反应为





这些氨盐可用传统方法（静电或布袋除尘器等）收集作为肥料。

除了脉冲电晕放电来产生低温等离子体脱硫脱硝外，直流电晕放电、介质阻挡放电、表面放电也被用于脱硫脱硝的实验研究，但还是脉冲电晕等离子体法最为成熟。

3.1.3 两种脱硫脱硝方法比较

电子束辐照法的优点是：①能同时脱硫脱硝，脱除效率较高；②处理过程为干法，不产生需要进一步处理的废水、废渣，降低了运行成本和运行费用；③副产品为硫酸铵的混合物，可以作为农业化肥加以利用；④流程简单，操作方便，无堵塞、腐蚀和泄漏等问题，对负荷变化的适应能力强；⑤处理后的烟气一般无需加热，可直接经烟囱排放；⑥因附属设备少，与湿式脱硫法（加选择性催化剂还原法）等常规方法相比，占地面积约为常规方法的 1/2~1/3，投资及运行费用均低；⑦利用电子射线的特殊性质在局部集中供给高的能量，射线贯穿力强，能量利用率高，反应速度快，反应过程中不需要添加催化剂。

用电子束照射法处理烟气存在的问题：①该方法耗电大，运行费中电费占的比例较高；②生成的硫酸铵和硝酸铵混合物中有未反应的硫酸或酸性硫酸铵，还含有副产物氨基磺酸系化合物，酸性肥料吸湿性大，输送、装卸困难，氨基磺酸系列化合物影响植物的发芽和生长，需要除掉；③电子枪和钛箔的使用周期较短；④需要射线防护措施。

脉冲电晕放电方法也属于干法脱硫，与传统的湿式脱硫法相比，具有设备简单，投资少，可同时脱除烟气中的 SO₂、NO_x，产物可作为肥料回收利用。脉冲电晕放电方法具有显著的脱硫脱硝效果，其脱除率可达到 80% 以上，且除尘效果优于直流电晕方式的传统静电除尘技术。脉冲电晕法只提高电子温度，而不提高离子温度，能量效率比电子束照射法高。同电子束法相比，电压脉冲宽度越窄，上升速度越快，则驱动离子运动的能耗越少，转化为高能电子的能量越多，相应产生的活性粒子和自由基越多，脱硫脱硝效率越高，能量利用率也越高。同时省去了电子加速器，避免了电子枪寿命和 X 射线屏蔽问题，降低了一次造价和运行成本。

3.2 烟气脱硫脱硝的应用

3.2.1 脱硫脱硝的工艺流程

现有典型脱硫脱硝和产物收集工艺流程有两种。

3.2.1.1 电子束照射法

以火电厂的排烟脱硫脱硝为例，图 9.7-5 所示为 EBA 法的工艺流程图。来自锅炉的烟气，经除尘后用水喷雾冷却到 70℃，加适量氨的烟气通过电子射线照射，SO₂ 和 NO_x 被氧化水合成硫酸和硝酸，再与氨反应生成粉末状的硫酸铵和硝酸铵，用除尘装置回收作为肥料，清洁的烟气经烟囱排放。

该工艺的主要设备是加速器和反应器。电子射线由电子加速器产生，射向烟气通过的空间（反应器），电子射线是点状的束，以便均匀地辐射大量的烟气。为防止 X 射线的危害，电子加速器和反应器要作屏蔽处理，比如地下或能防

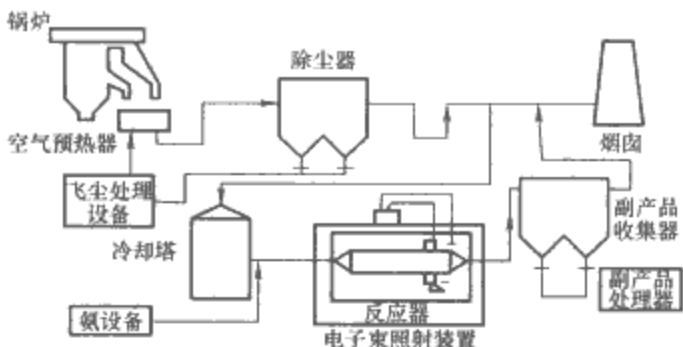


图 9.7-5 EBA 法工艺流程图

辐射的混凝土结构的照射室内。

3.2.1.2 脉冲电晕等离子体脱硫脱硝工艺流程

以中国工程物理研究院建设的等离子体烟气脱硫脱硝工业试验装置为例，其工艺流程如图 9.7-6 所示。该工艺由烟气调节系统、氨投加装置、副产物收集装置、测量控制系统、脉冲电晕放电处理系统等主要部分组成。处理用烟气分别取自电厂水膜除尘器前和水膜除尘器后。烟气经冷却塔降温增湿后，被送至反应器中处理，同时喷入氨。处理后的烟气被输送至副产物收集装置，其中的 (NH₄)₂SO₄ 和 NH₄NO₃ 被收集。处理后的烟气由烟囱排出。

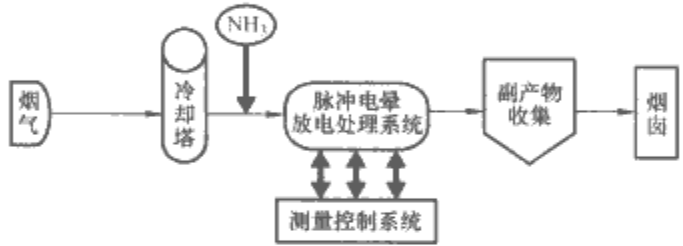


图 9.7-6 脉冲电晕等离子体烟气脱硫脱硝工艺流程
等离子体烟气脱硫脱硝装置的技术参数见表 9.7-1。

表 9.7-1 等离子体烟气脱硫脱硝装置技术参数

| 项 目 | 范 围 |
|---|-------------|
| 烟气处理量 (m ³ · h) | 2000~20 000 |
| 烟气温度 (℃) | 60~100 |
| 烟气相对湿度 (%) | ≤100 |
| NO _x 浓度 (×10 ⁻⁶) | 200~800 |
| NO _x 脱除率 (%) | ≥75 |
| SO ₂ 浓度 (×10 ⁻⁴) | 300~3000 |
| SO ₂ 脱除率 (%) | ≥95 |
| NH ₃ 排放浓度 (×10 ⁻⁶) | ≤50 |

其装置主要由以下几部分组成：

- (1) 烟气调节系统。该系统由烟气量调节装置、温度和湿度调节装置、SO₂ 浓度调节和 NO 浓度调节装置组成。烟气成分（体积比）为 H₂O、CO₂、O₂、N₂，分别占 8%、8%、10%、74%。烟气温度为 150℃。水膜除尘器后烟尘质量浓度为 300mg/m³，水膜除尘器前烟尘浓度为 15g/m³。
- (2) 脉冲电源系统。脉冲电晕放电处理系统由高电压陡上升沿的脉冲电源和反应器组成。脉冲电源的功率为 50~100kW，脉冲前沿小于 50ns，脉冲宽度 200~500ns，重复频率 50~200Hz，效率≥70%，寿命 0.5×10⁹ 次。
- (3) 反应器结构一般为线—板结构。
- (4) 氨投加装置，该装置由液氨储藏槽、液氨蒸发器、气氨缓冲罐和喷头组成。
- (5) 副产物收集装置，采取静电除尘器收集器生成 (NH₄)₂SO₄ 和 NH₄NO₃。

(6) 测量系统。烟气成分是通过喷雾塔前和用于产物收集的静电除尘器后的烟气成分实时取样分析装置获取。

3.2.2 脉冲电晕法电源系统

脉冲电源系统是实现脉冲电晕脱硫脱硝的关键技术之一。对脉冲电源基本要求一般是上升沿 $10\sim 100\text{ns}$ ，拖尾时间 $100\sim 500\text{ns}$ ，峰值电压 $100\sim 200\text{kV}$ ，频率 $20\sim 200\text{Hz}$ ，上升沿越短，峰值越高，重复率越多，脱硫效果越好。脉冲电晕法是由 Masuda 提出的，基本原理是采用储能电容经火花间隙开关形成和传输高压脉冲能量。20 世纪 80 年代末，纳秒级脉冲电源出现，脉冲放电可同时脱除烟气中的飞灰和 SO_2 ，使脱硫和降尘一体化成为可能。有载条件下，提供较陡上升前沿（数十纳秒量级）的脉冲电流电压波形，特别要求系统能长期、有效的连续工作，以适应工业要求。对于实验室，几百瓦至数千瓦的功率要求电源系统较易实现，工业上则需脉冲电源系统提供约 3600 kW 的平均功率。下面介绍几种比较成熟的高压脉冲电源技术。

3.2.2.1 百纳秒级常用脉冲电源

这种电源用直流高压对无感电容器谐振充电, 电容器通过开关对负载放电形成快上升时间的脉冲。图 9.7-7 所示电路线路简单, 开关选用旋转火花隙开关, 供电由脉冲电压加直流基压完成, 电源输出脉冲宽度不大于 500ns, 上升沿不大于 100ns 的脉冲。但该技术由于负载和系统参数的不确定, 造成输出脉冲的前沿和宽度无法保持在最优状态。

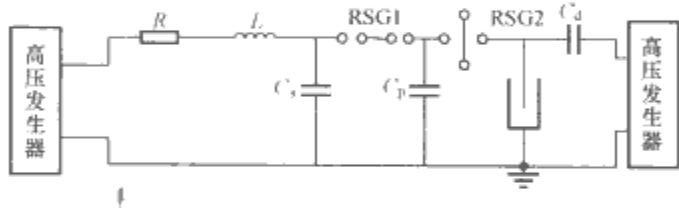


图 9.7-7 简易脉冲发生器

3.2.2.2 磁脉冲调制技术

高压大功率脉冲形成技术的主要部件是磁脉冲压缩器，特点是功率大、上升时间快、重复率高，美国劳伦斯伯克利国家实验室在这方面做了大量的研究工作，原理如图 9.7-8 所示，该电源输出脉宽不大于 50ns，上升沿不大于 500ns 的脉冲。但该技术在高重复频率、快上升沿的脉冲系统中，对磁性开关材料的选择较苛刻，能选用的材料有铁磁金属玻璃或非晶材料。

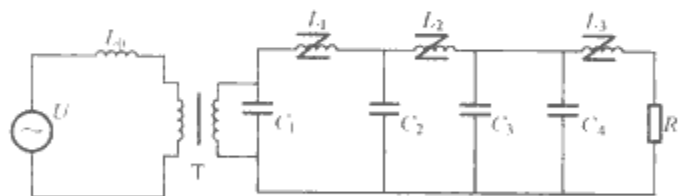


图 9.7-8 磁压缩脉冲电源原理图

3.2.2.3 新型脉冲电源

中国工程物理研究所研制的窄脉冲电源原理如图 9.7-9 所示,将高压脉冲电源分四个部分:谐振充电、高压脉冲形成、磁锐化、控制及监测系统。该技术的关键是磁开关和脉冲变压器的制造。



图 9.7-9 高压窄脉冲电源原理图

4 废水处理和分离技术

工业废水中的污染物可大致分为固体污染物、需氧污染物、毒性污染物、营养型污染物、生物污染物、酸碱污染物、油类污染物、热污染物及其他污染物。在治理工业废水的过程中,可将工业废水分为四大类型:含悬浮物(包括含油)工业废水;含无机溶解物工业废水;含有机物工业废水;冷却用水。

4.1 废水处理原理和方法

治理废水的技术方法尽管有许多,但其最基本的原理却只有三项,即分离、转化和利用。

(1) 分离。采用各种技术方法,把废水中的悬浮物或胶体微粒、微滴分离出来,从而使废水得到净化,或者使废水中污染物减少到最低限度。

(2) 转化。对于已经溶解在水中，无法“取”出来或者不需要“取”出来的污染物，采用物理、生物化学、化学和电化学的方法，使水中溶解的污染物转化成无害的物质，或者转化成容易分离的物质。

(3) 利用。有些废水（主要是高浓度的废液），未经处理或者稍加处理有可能找到新的用途，可以成为有用的资源，用于再制造、再加工，从而彻底解决了废水（或其他废物）的治理问题。

传统的废水处理方法主要有物理方法、化学方法（如吸附、沉降、絮凝）及生物化学方法。生物化学方法用于处理工业污水和生活废水，因其成本低、操作运行管理方便等特点在水污染治理方面独树一帜，但存在着占地面积大、污泥处理及二次污染等问题，在一些难生物降解的工业废水及对生物有毒性的污水处理方面尤其突出。近年来，将高电压技术应用于难处理的工业污染物质及其污水的深度处理的研究，在国内外引起了许多研究者们的关注。该方法利用放电产生的低温等离子体作用于被处理废水，降解难生物降解的污染物，而且对处理对象无选择性，通常可以将污染物彻底氧化除去，不存在二次污染问题，呈现出良好的应用前景。

4.1.1 废水处理的常用方法

(1) 电渗析法。其基本原理是在外加直流电场作用下, 利用具有离子交换性能的阴、阳离子交换膜对水中的离子选择透过性, 使一侧溶液中的离子迁移移动到另一侧溶液中, 达到浓缩、分离和纯化的目的。利用电渗析法处理废水的基本条件为: 废水中的离子带电; 在外加直流电场的作用下, 废水中的阴、阳离子作定向流动; 在通过离子交换膜时, 与离子交换膜上的阴、阳离子交换, 达到处理废水的目的。

(2) 电解法。电解法是电解质溶液在电流作用下发生电化学反应的废水处理方法。利用电解法处理废水时,将废水看作电解质溶液,利用阳极吸收电子的能力,使还原性物质在阳极上发生氧化反应;利用阴极放出电子的能力,使氧化性物质在阴极上发生还原反应;利用阴极和阳极上的反应,使有毒有害的污染物变为无毒无害的物质,或者形成沉淀析出,或者生产气体逸出,从而达到除去废水中污染物的目的。

(3) 沉淀分离法。沉淀是使水中的悬浮物质（主要是可沉固体）在重力作用下下沉，从而与水分离，使水质得到澄清。该方法简单易行，分离效果好，是水处理的重要工艺，在每一种水处理过程中都不可缺少。在废水处理中，沉淀的作用是：①作为化学处理和生物处理的预处理；②在各种处理后，用于分离废水中的沉淀物。

(4) 气浮技术。气浮是利用高度分散的微小气泡作为载体,黏附废水中的污染物,使污染物和气体的平均密度小于水而浮到水面,达到分离废水中污染物的目的。实现气浮必须向水中提供足够数量的微细气泡,气泡的理想尺寸为 $15\sim 30\mu\text{m}$;另外还必须使废水中被处理的物质呈悬浮状态或具有疏水性质,可以附在气泡上上浮。为了产生微小气泡,一般采用电解气浮法、分散空气气浮法、溶气气浮法。

(5) 离子交换法。离子交换法是一种借助离子交换剂上的离子进行交换反应而除去水中有害离子的方法。在工业废水处理中,主要用以回收贵重金属离子,也用于放射性废水和有机废水的处理。

(6) 生化法。生物技术是用于废水生物强化处理的微生物菌剂及材料通过微生物转化制备用于环境的产品,是废水生物处理技术最具发展潜力的方向之一。生物吸附剂是生化处理技术中的最新发展方向,主要有两大类:高比表面积和高吸附率的生物体吸附水中的污染物以及集生物吸附和生物降解为一体净化废水中污染物的生物吸附剂。生物吸附剂中的还原菌可以将高价金属离子还原为低价离子,从而降低金属离子的活性和毒性。

4.1.2 脉冲放电等离子体水处理技术

脉冲放电等离子体水处理技术是一种兼具高能电子辐射、臭氧氧化和紫外光解等多种作用于一体的全新废水处理技术。脉冲放电等离子体废水处理的原理图如图9.7-10所示。

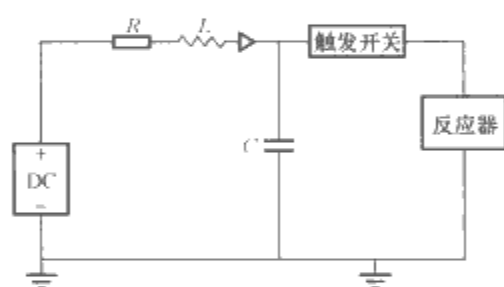


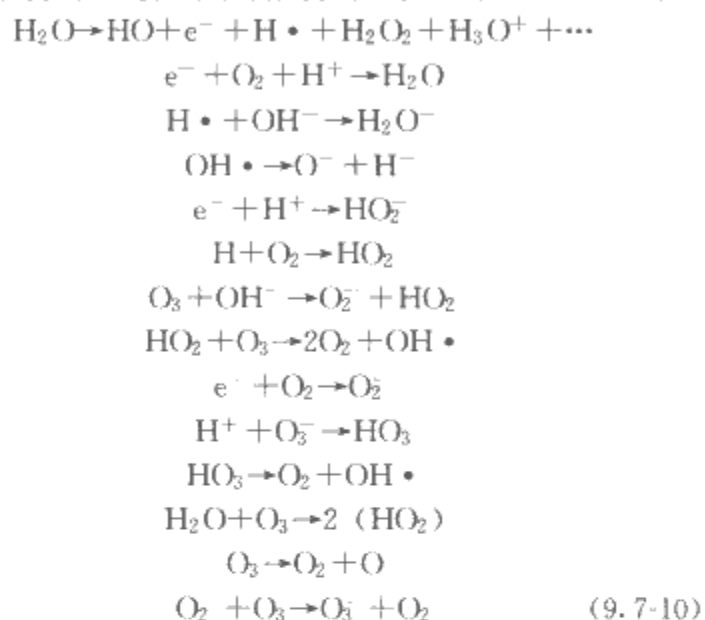
图 9.7-10 脉冲放电等离子体废水处理原理图

脉冲放电等离子体发生装置一般分为充电和放电两部分,整个工作过程如下:首先,工业用电经升压、整流后对储能电容器充电,当到达预定电压后,触发开关导通,使高压迅速加到预先置入液体中的放电电极间隙上。间隙里的液体介质在强电场作用下,通过放电间隙里的碰撞电离过程,出现由高压电极向外延伸的高电导率树状放电发展。当树状放电发展到对面电极时,就为电能的迅速释放提供了通道。电容器上存储的能量在极短的时间内通过放电通道释放。在放电过程中,放电通道由稠密的等离子体充满,且辐射出很强的紫外线。同时,由于瞬间高温加热的结果,放电通道内压力急剧升高,从而使等离子体以较高的速度迅速向外膨胀,由此完成整个击穿过程。

脉冲等离子体降解水中有机物的过程相当复杂,是一个多种氧化交替的过程,包括等离子通道内有机物的直接降解和等离子通道外的高级氧化作用。在水中产生的液电脉冲等离子体主要由如下粒子组成: H^+ 、 OH^- 、处于不同激励态下的氧原子、氢原子及 $\text{OH}\cdot$ 等自由基,还有 O_3 、 O_2 、 H_2O 、 H_2 、光子及电子、 H_2O^- 离子团等。这些粒子的排列结构及所占的比重决定了等离子体性质,等离子体的密度与水几乎相等,其中离子和原子占90%,分子及其粒子只占10%左右。

它区别于气体等离子体的突出特点是:具有高密度,因而具有高膨胀效应以及温度和能量的储存能力。它将脉冲放

电能量以分子的动能、离解能、电离能和原子的激励能的形式储存在等离子体中,继而转换为热能、膨胀压力势能、光能、声能及辐射能。等离子体的产生、发展、消失的基本物理过程包括了电能向热能、光能、动能、声能等其他形式能量的转变。由于等离子体通道内的高温、高压以及充满了大量的离子、自由基等粒子,使得在等离子体通道内的有机物分子被高温完全热解和在自由基的作用下发生化学降解。同时,由于高温、高压等离子体通道的产生,伴随着强烈的紫外光及巨大的冲击波,使得在等离子体通道领域及其外部区域的溶液中引起以下几种物理化学反应过程:紫外线光解、液电空化降解、超临界水氧化降解,涉及到的化学反应为



由于在等离子体形成过程中,水的汽化过程就已开始,因此,等离子体通道的热能不仅汽化了周围的液体,而且转变为气泡的内能及膨胀势能。由于气泡内的压强及温度均很高,从而使它向外膨胀对周围液体介质做功,气泡内的位能又转变为液体介质运动的动能。假如流场比较均匀,就会出现动、位能两者之间的相互转换的过程,从而出现气泡的膨胀—收缩过程(液电空化效应)。气泡膨胀—收缩产生的气泡压力波具有如下特点:因为水不能突然汽化,此压力波较冲击压力波来得缓慢、持续时间长,不随电弧的熄灭而消失;传播速度较冲击压力波慢,达到最大值的时间长;具有周期性,并随气泡的破裂而消失。气泡的形成过程是等离子体消失的过程,气泡内残存大量的离子、自由基和处于不同激励态的氧原子等粒子随着气泡的破灭而向周围液体介质中扩散。

当等离子体通道形成以后,由于其具有高温,向外辐射出强烈的紫外光,并立刻被等离子体通道周围的液体所吸收,促使水中的溶解氧产生激发态氧原子与有机物作用,达到氧化有机物的目的。同时,在等离子体通道形成期间,等离子体向外迅速扩张引起巨大的冲击压力波,借助液电空化效应,直接作用于有机物分子对其进行热解和自由基的降解反应。当等离子体通道消失后的短时内,气泡内残存的大量离子、自由基和处于不同激励态下的氧原子等活性粒子向周围扩散并发生降解化学反应。同时,由于通道内的热能向周围液体传输,导致了许多气泡的产生。在这些气泡内,温度和压力足以形成暂态的超临界水,因此,气泡内的有机物、氧气与超临界水完全互溶,使有机物自发开始氧化。

4.1.3 磁分离技术

磁分离技术是通过外加磁场产生磁力,把废水中具有磁性的悬浮颗粒吸出,使之与废水分离,达到去除或回收的目的。对于废水中非磁性或弱磁性的颗粒,利用这种技术可以使颗粒具有磁性。

磁分离法按照装置原理可分为磁凝聚分离法、磁盘分离法和高梯度磁分离法。按产生磁场的方法可分为永磁磁分离法和电磁分离法，按工作方式可分为连续式磁分离法和间断式磁分离法，按颗粒物去除方式可分为磁凝聚沉降分离法和磁力吸着分离法。磁分离设备按产生磁场的方法可分为永磁型、电磁型和超导型三类。按设备功能分，上述三类磁分离器又可分为磁凝聚器和磁吸离器（包括磁过滤器）两种。具有代表性的磁分离设备主要是圆盘磁分离器和高梯度磁分离器。磁性颗粒分离的必要条件是磁性颗粒所受的磁力必须大于与其方向相反的机械力的合力，而非磁性颗粒所受的磁力必须小于与其方向相反的机械力的合力。磁分离技术应用于废水处理有三种方法：直接磁分离法、间接磁分离法和微生物磁分离法。

磁分离法的基本原理是：废水中的污染物种类很多，对于具有较强磁性的污染物，可直接用高梯度磁分离技术分离；对于磁性较弱的污染物，可先投加磁种（如铁粉、磁铁矿、赤铁矿微粒等）和混凝剂，使磁种与污染物结合，然后用高梯度磁分离技术除去。废水中的悬浮颗粒在磁场中受到的力有本身的重力、磁场力、流体阻力以及分子间的引力等，其中除了磁场力对分离有贡献外，其他几个力的合力效应对分离起副作用。要实现磁分离必须使磁作用力大于重力、流体阻力等的合力作用。对于微细颗粒而言，主要考虑流体阻力的影响。颗粒在磁场中受到的磁场力 F_u 为

$$F_u = \gamma V H (dH/dx) \tag{9.7-11}$$

式中： γ 为颗粒本身的磁化率； V 为颗粒体积； H 为磁场强度； dH/dx 为磁场强度梯度。

颗粒受到的流体阻力 F_D 为

$$F_D = 3\pi\mu D u \tag{9.7-12}$$

式中： μ 为水的动力黏滞系数； D 为颗粒直径； u 为颗粒相对于水流的速度。

通常当 $F_u > F_D$ 时，颗粒可以被磁场所吸引而从水中分离出来。颗粒受到的磁场力 F_u 的大小主要与磁场强度 H 、磁场强度梯度 (dH/dx) 以及颗粒本身的磁化率 γ 成正比。实际应用中，增大磁场强度要耗费大量电能，且受到材料特性的约束，因此，要使颗粒增大磁场力往往通过增大磁场强度梯度的方法来实现。磁场强度梯度是指单位距离的磁场强度变化，梯度的产生主要靠梯度磁分离器中的填料来实现，由于填料均选用磁化率很高的材料，磁力线基本上集中从其内通过，于是在填料表面附近的磁力线密度衰减，从而形成一个强的磁场强度梯度。废水流过梯度磁分离器的填料时，当填料对废水中污染物的磁力作用大于其他力的合力时，污染物被吸在填料上；切断磁路后，磁力消失，被填料捕集到的污染物用压缩空气或水反冲洗下来，从而达到从废水中去除污染物的目的。

4.2 电工技术处理废水的应用

4.2.1 脉冲放电等离子体处理水中有机物

研究表明水中高压脉冲放电用于处理有机染料、苯乙酮、对氯苯酚等有机物已经收到了较好的效果。脉冲等离子体降解法具备高温热解、光化学氧化、液电降解、超临界水氧化等多种水处理方法的综合效应，在放电时产生的大量自由基具备大规模链式反应的能力，其反应迅速而无选择性，因而具有适用性广、有机物去除率高、无二次污染的特点；同时，由于采用了上升前沿陡峭的窄脉冲，放电时单向电子供能来形成等离子体，能量的利用率高，耗能少、因而该技术不但广泛应用于对污水中存在的各类有机物的降解，而且

因其利用能源的清洁、高效使其具有广阔的工业应用前景。图 9.7-11 所示为一种典型的针—板电极结构反应器处理废水的装置示意图。高压脉冲被加到针电极上，与针电极相对的平板式电极接地。放电过程中多个等离子体通道从针电极向平板电极传播，同时电子从电场获得能量，并把能量用于激发其他分子。最终通过产生脉冲等离子体来处理废水，降解水中有机物。

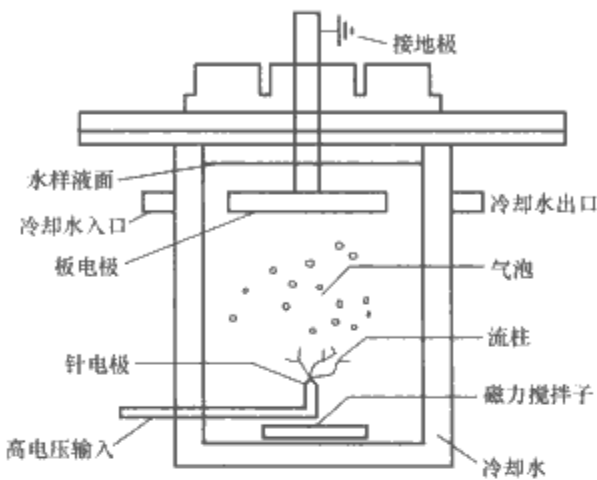


图 9.7-11 针—板电极结构反应器处理废水示意图

等离子体水污染治理技术主要应用的领域有：

- (1) 臭氧净化自来水。
- (2) 高压脉冲放电等离子体处理印染废水，焦化废水，硝基苯废水，制浆废液。
- (3) 高温等离子体技术处理高毒性废液等。

4.2.2 磁分离废水处理

磁分离技术是一门新兴的环境保护技术。国外自 20 世纪 70 年代开始进行研究以来。磁分离技术作为物理处理技术已在高岭土的脱色增白、煤的脱硫、矿石的精选、生物工程、酶反应工程等领域得到了广泛的应用，并成功地应用于城市工业废水和生活污水处理。高梯度磁分离技术在废水处理中的应用范围非常广泛，该技术由于比传统的废水处理技术有许多独特的优点可用于钢铁工业废水、电镀废水、放射性废水、食品工业废水、纺织印染废水、造纸废水、油漆工业废水、炼油厂废水等处理。我国从 20 世纪 80 年代起开始这一领域的研究，特别是近年来，在电镀废水、含酚废水、湖水、食品发酵废水、含油废水、钢铁废水和厨房污水等处理方面取得相当成果，有的已运用于实际废水处理。表 9.7-2 总结了磁分离废水处理方面的应用情况。

表 9.7-2 磁分离技术在废水处理方面的应用情况

| 废水中的 污染物种类 | 处理方法简述 | 处理效果 (去除率) |
|---------------|--------------------------|---------------|
| 藻类、细菌 | 投加磁种和混凝剂 | >95% |
| 病毒 | 投加磁种、加氯化钙去除菌体 | >95% |
| 有机碳化合物 | 投加磁种和混凝剂 | >80% |
| 色度、浊度 | 投加磁种 | >75% |
| 聚氯联苯 | 投加磁种 | >88% |
| 油、酚 | 投加磁种和混凝剂 | >85% |
| 溶解磷 | 投加磁种、加蒙托土作混凝剂 | >90% |
| 重金属 | 铁氧化法、磁种混凝法、 氢氧化亚铁共沉淀法 | >93% |
| 放射性物质 | 投加磁种和混凝剂 | >85% |

磁分离技术在废水处理中的应用范围非常广泛，这是由于它比传统的废水处理技术有许多独特的优点，主要有：

- (1) 磁分离设备小，维护容易，费用低。
- (2) 可以除去废水中耐药性和毒性很强的病原微生物、细菌和一些难降解的有机物。
- (3) 能够实现多种污染的一次净化。
- (4) 处理水量大，不受自然温度影响。
- (5) 可以利用磁场磁化矿化度高的水源，不需要加入化学试剂而使水受到二次污染等。

人们开始研究磁处理技术与光、电、超声波等物理技术、化学投药法以及生物技术协同处理工业用水，磁化学技术初步向有效利用磁场的能量及注重对磁场强化机理的研究方向发展。

4.2.3 磁流体分离油污海水

磁流体油污海水分离回收技术是利用海水和油在导电特性和密度方面的差别，在电磁场的共同作用下，两者会呈现出不同的受力和流动状态，从而将油从油污海水中分离并回收的技术。磁流体油污海水分离回收技术具有许多优点：不必向海水中投入任何亲油的其他物质；分离回收过程同时进行，回收油的含水率低，后处理过程简单；对海洋环境影响小。该技术是电工新技术在海洋环境污染治理方面的一项新应用。

图 9.7-12 是中国科学院电工研究所研制的磁流体浮油分离回收装置，主要由船体、磁流体浮油分离回收系统、电控系统以及水槽、支架、储水箱等组成。磁流体浮油分离回收系统和电控系统置于船体内，船体置于水槽内，水槽和储水箱置于支架上。磁流体浮油分离回收系统主要由磁流体通道、永磁体、油水分离箱以及喷口等组成。日本神户商船大学研制的磁流体油污海水分离和回收模拟试验装置如图 9.7-13 所示，由超导磁体、分离单元、粒子（模拟油珠）供给部分、海水容器以及配管等构成。试验结果表明，当电流为 0.2A、磁场强度为 10T 时，分离率几乎为 100%，即几乎所有的粒子都已经分离。

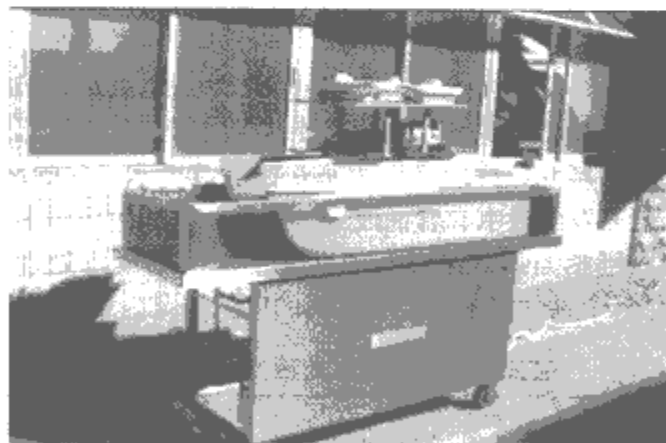


图 9.7-12 磁流体油水分层流分离

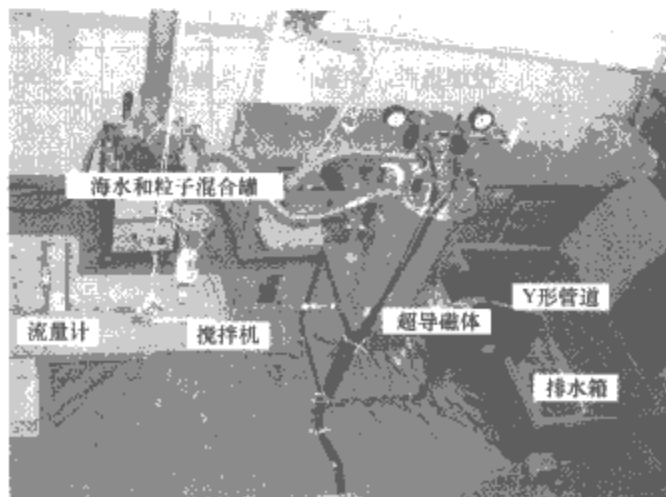


图 9.7-13 日本磁流体油水分层流分离模拟试验装置

5 固体废物处理

5.1 高温等离子体技术处理废料

高温等离子体的能量密度很高，重粒子温度与电子温度相近，通常为 10 000~20 000K 的数量级，各种粒子的反应活性都很高。高温等离子体的产生方法包括大气压下电极间的交流与直流放电、常压电感耦合等离子体、微波放电等。

高温等离子体处理废物的原理为：在如此高的温度和反应活性粒子的作用下，污染物分子被彻底地分解；若有氧气存在，可发生燃烧反应，使污染物转变为 CO_2 、 H_2O 等简单化合物，从而达到去除污染物的目的，尤其是对难处理及特殊要求的污染物，其先进性与优越性就进一步显现出来了。

在废物处理领域，高温等离子体可用于对废有机溶剂，废矿物油，含多氯联苯废物，医院废药物药品，农药、有机树脂类、爆炸性废物，含金属羰基化合物废物；含有色金属、重金属废物，石棉废物，放射性废物，生化武器的销毁及其他共数千种有毒有害废物的处理。

等离子体处理废物的方法主要分为：①使用带有非转移等离子体炬的反应器热解液体有害废物；②利用转移电弧等离子体反应器与热解和压实残余物的方法相结合来处理固体废物或浆体物质；③回收生产过程中的废弃物。

等离子体对废物处理的核心技术是大功率等离子体火炬及其电源的研制。等离子体发生器的功率、能量利用效率是决定一项等离子体技术成功与否的关键。用于环境污染处理的等离子体发生器主要有三种类型：转移弧、非转移弧、电感耦合等离子体。

等离子体固体废弃物处理技术：①用直流等离子体对垃圾燃烧灰进行熔融处理；②等离子体处理焚烧炉难于处理的废物，包括被污染的陶瓷废物，高熔点金属等。等离子体处理废弃物的一般原理示意图如图 9.7-14 所示。等离子体焚烧炉主要处理：低放射性核废料、医疗废物、危险废物、镍镉电池、多氯联苯 PCB。

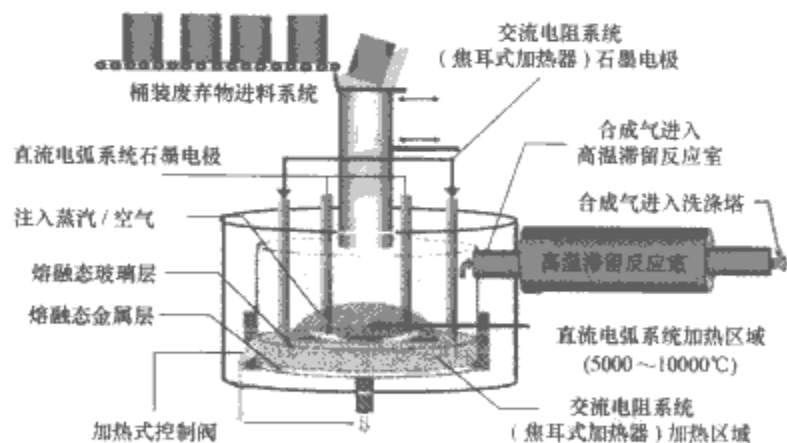


图 9.7-14 等离子体处理危险废弃物系统原理示意图

5.2 核废料处理

核废料泛指在核燃料生产、加工和核反应堆用过的不再需要的并具有放射性的废料，也专指核反应堆用过的乏燃料，经后处理回收钚-239，U-235 等可利用的核材料后，余下的不再需要的并具有强放射性的高放废料。核废料按物理状态可分为固体、液体和气体三种，按比活度又可分为高水平（高放）、中水平（中放）和低水平（低放）三种。长寿命的高放废料半衰期有的长达亿年，如何处理就构成一个棘手的问题，尤其是核电站运行产生的高放废料，是关系到核

电的健康发展和人类身体健康的重要问题。现行办法是首先加工使之浓化、固化，然后找一个安全的地方储存、深埋，我国基本选定甘肃北山地区作为深层地质处置的地点，这是十分困难而且耗资巨大的措施。另一方面，现在的核电站多以²³⁵U 为燃料，它只占天然铀资源的 0.7%，长期燃料资源的考虑要求将含量较丰的²³⁸U（或²³²Th）加以利用。高放射性废物的分离采取组分离和群分离。

5.2.1 常规处理方法

常规的分离技术主要有湿法和干法分离技术。

(1) 水流化（湿法）分离技术。湿法包括萃取法和离子交换法，需要开发耐辐射、分离效果好、二次废物少的萃取剂和离子交换剂以及先进的远距离操作工艺流程。湿法后处理的主导工艺是 Purex 流程，这一流程经过几十年的发展，并没有发生根本性的改变，但一直在朝着更安全、经济的目标发展。

(2) 高温化学处理（干法）分离技术。到 20 世纪 90 年代后期，由于反应堆技术的进步，以及核能经济性与安全性要求的提高和自动化远距离操作技术的发展，使核燃料的燃耗加深，尤其是分离嬗变技术路线的提出，使分离深燃耗、短冷却期、高铀含量的乏燃料提到日程。这使得水法工艺难以适应，这就为干法后处理技术的发展带来了新的机遇。干法后处理技术，又称高温后处理技术。各国把研究的主要精力集中在熔盐体系的干法后处理流程开发上。这些流程归结起来，主要有金属锂还原金属电解精制流程、电解氧化物沉积流程，以及与湿法相结合的混合流程三种。干法有熔融法、电温电解精炼、升华（挥发）法、激光感应分离法等。干法后处理技术具有较好的防扩散性能、很好的溶解性，适合处理难熔的材料，是防止核扩散的有效方案，有利于控制镅、钷、镱的扩散。

5.2.2 粒子束处理方法

分离—嬗变技术（Partition-Transmutation, P-T 技术）是把高放废物中锕系核素、长寿命裂变产物核活化产物核素分离出来，制成燃料元件送到反应堆去燃烧或者制成靶子放到加速器上去轰击散裂，转变成短寿命核素或稳定同位素，减少高放废物存放负担和长期风险，并可能更好地利用铀矿资源。实现高放废物的分离和嬗变，难度很大。P-T 技术的关键步骤是分离，要分离的关键核素是镅、钷、镱、钒，要求把 99.9% 以上的钷和镱，把 98% 以上的镅和钒从高放废物中分离出来。

日本、前苏联和美国很早就提出了使用加速器驱动嬗变技术（Accelerator Driven Transmutation Technology, ADTT）的方案，它可将高放长寿命废料转化为短半衰期或根本无放射性的废料。这些方案的主要思路是利用强流质子直线加速器（约 1GeV 能量，100MA）的质子束轰击周围有裂变的物质的液态铅靶，产生的中子经慢化、倍增后，与经过适当处理的循环流动核燃料及裂变产物相作用。

强流中子束有可能将核反应堆产生的长寿命放射性同位素转变为短寿命的稳定同位素，变核废料为核原料，开发新核能源。美国等一些国家实验正在研究嬗变处理核废料的方法。这种方法需要一台粒子加速器或一座反应堆，或这两种装置同时使用，然后用中子轰击核废料。这种轰击能迫使长寿命的放射性核素经受裂变，从而产生短寿命的同位素或其他放射性核素，这些同位素能迅速衰变成相对无害的物质。在处理的各个阶段，使用化学处理方法来分离核废料的成分，回收一些有价值的物质和钷反应堆燃料，再把有危险的物质送回去做进一步处理，最后剩下的残渣就比较安全，可

作永久性埋藏。采用嬗变法处理核废料，不仅减少了需要埋藏的残渣数量，降低了放射性强度，大大缩短了最后埋藏的残渣具有危险性的时间，而且还能发电。

美国洛斯阿拉莫斯国立实验室已研制出一种处理核废料的大功率直线加速器，其释放的质子可猛烈撞击铅靶，向四处喷射中子，有些中子中和废料中的危险原子的原子核，使这些原子失去稳定，并迫使它们分裂成安全物质或半衰期短的放射性核素。阿拉贡国立实验室研制一种叫“一体化快堆”的新型反应堆，它不仅能消耗核废料，而且能生产钷燃料，并可将铀的利用率提高 100 倍。布鲁克海文国立实验室命名的“凤凰”系统有一台高性能粒子加速器，这台加速器可以把一个中子束射到 2500 号核废料上，并产生 850MW 的电， “凤凰”系统可从核废料中分离出钷。

嬗变处理方法需采用化学方法来分离混合物中的各类元素，主要有两种：①钷—铀提取法，可把钷同其他反应堆产物分开；②超铀提取法，能从钷—铀提取法剩下的废料中再提取剩下的钷、铀、镅、钒和钨等。

除了上面提到的方法，核聚变研究中利用聚变产生的中子嬗变核废料研究，从理论上被证明是一个很好的方法，由于聚变研究中产生丰富的中子，可以起到废物利用的目的，目前尚未实际应用，随着国际热核聚变研究计划的进行，聚变中子嬗变核废料的研究将有可能实现。

5.2.3 高温等离子体处理方法

高温等离子体的特点决定了其在处理核废物方面的优越性。高温等离子体含有大量电子、离子、分子、原子以及自由基的电离气体，具有很高的化学活性，等离子体火炬的中心温度可以高达 2 万~3 万℃，在等离子体处理核废物时，等离子体中的高能离子和自由基可以将废物分解。在高温等离子体处理核废料时，在核废料中可以加入另外的附加剂进行调整。例如可以用石灰石提高氧化钙的含量，用菱镁矿或滑石提高氧化镁的含量等。中科院等离子体物理所在无害化热解废物研究中，专门对玻璃体的熔融固化技术进行了研究。对玻璃体进行相关重金属浸出实验，发现玻璃体的浸出率远远低于国家标准。表 9.7-3 为玻璃体中几种重金属浸出率的实验结果。

| 表 9.7-3 玻璃体中重金属的浸出率 | | |
|---------------------|------------|-------------|
| 金 属 | 浸出率 (mg/L) | 国家标准 (mg/L) |
| 铅 | <0.01 | <3 |
| 镉 | <0.005 | <0.3 |
| 钡 | 0.02 | <100 |
| 铬 | 0.005 | <10 |
| 铜 | <0.05 | <50 |

对玻璃体的硬度测试结果表明硬度在 6~6.5，抗压强度在 5MPa，其物理化学性能稳定可靠，完全可以作为固化核废料的技术。因此，高温等离子体在核废料处理中具有减容、安全、产物稳定性好、操作简单等优点。

6 电工技术在其他环保领域的应用

6.1 低温等离子体降解易挥发有机物

室内有害气体包括甲醛、苯、二甲苯等 300 多种有机挥发性化合物（Volatile Organic Compounds, VOC），容易造成呼吸道、消化道、血液循环系统、神经系统等方面 30 种以上的疾病。挥发性有机化合物在工业中的处理方式有多

种,包括催化燃烧、活性炭吸附、光催化及生物过滤法等,这些方法在处理大气中低体积分数的挥发性有机物上有一定缺陷。而低温等离子体处理方法是空气净化技术中最有前景的处理方法之一,低温放电等离子体去除 VOC,是通过高电压放电形式,获得低温等离子体,即大量的高能电子或高能电子激励产生的 O、OH、N 基等活性粒子,破坏 C—H、C—C 等化学键,使 VOC 分子中的 H、Cl、F 等发生置换反应。由于 O、OH 基等具有强氧化能力,结果使 C、H 分解氧化,最终生成 CO_2 和 H_2O ,即 VOC 通过放电处理生成无害物质。

低温等离子体因其较高的活性粒子能量和浓度,利于处理低浓度挥发性有机物。产生低温等离子体的放电方式按电子发射机理区分,主要有辉光放电、弧光放电、火花放电、电晕放电等,其中能应用的主要是辉光放电和电晕放电。处理的方法有三种。

6.1.1 介质阻挡放电

介质阻挡放电是产生低温非平衡等离子体较理想的方法,也是最早得到应用的放电方法之一。在这类放电反应器的结构中,采用电介质层将两电极隔开,介质可以覆盖在电极上或放置于电极之间,在两电极间加上足够高的交流电压时,电极间隙的气体就会击穿,形成放电。某些条件下,放电形成大量微细的快脉冲放电通道,表现为均匀、散漫和稳定、貌似低气压下的辉光放电。电介质在放电过程中起到储能作用,使放电稳定并产生延时极短的脉冲,同时能抑制火花放电的产生。介质阻挡放电可以在常压或更高的气压下工作,使用的电压频率也相当宽,从几十赫到几兆赫。由于粒子具有较高的能量,在其作用下 VOC 中的各种物质受到激发以及原子键的断裂,形成小碎片基团和原子。电场激发的各种活性粒子与有机物分子和小碎片基团发生一系列的自由基反应,最终把有机物降解,从而达到降解的目的。

6.1.2 电晕放电法

电晕放电法包括脉冲电晕放电、直流电晕放电和交流电晕放电。

(1) 脉冲电晕放电是通过脉冲电源产生的脉冲,使迁移率高的电子受到脉冲场强的加速来获得足够的能量,从而和污染物分子发生一系列反应使污染物被分解去除。脉冲电晕放电中气体分子易被激发电离,但产生的活性粒子少,所以整体效率较低。提高 VOC 的去除率和能量利用率是脉冲放电等离子体技术应用的关键。通常采用的方法是提高脉冲电源的能量效率,加强电源与反应器的匹配等。随之产生了一些新的技术方法,如采用高压、超高压窄脉冲发生器与旋转火花间隙开关配合使用,采用催化剂和脉冲电晕相结合,采用正、负脉冲电晕放电等结构,获得更高的能量利用率等。

(2) 直流电晕放电是在直流高压作用下,利用电极间电场分布不均匀性而产生电晕的一种放电形式,该技术广泛应用于静电除尘等方面。直流电晕产生等离子体具有等离子体活性空间小,同时在略高的操作电压下又极易被击穿形成火花放电的缺点。

(3) 在交流电压作用下的电晕放电称作交流电晕放电,交流电晕放电方式可有效减少电晕屏蔽的发生且具有结构简单、便于实际应用的特点,能更好地提高电场的利用效率。

6.1.3 表面放电法

表面放电法是一种结构特殊的介质阻挡放电技术。沿面放电反应器的主体为结构致密的陶瓷(陶瓷管或陶瓷板),

在陶瓷内部埋有金属板作为接地极,陶瓷一侧的沿面上布置导电条作为高压电极,另一侧作为反应器的散热面。在中、高频电压作用下,放电从放电极沿陶瓷沿面延伸,在陶瓷沿面形成许多细微的流注通道,进行放电,使气体被去除。20 世纪 90 年代,日本科学家首先在世界上研制出了最先进的“陶瓷沿面放电技术”,此技术不仅使气体放电面积增大,同时电极温度也较低,从而大大延长了其使用的寿命。大气压下的沿面放电有着很好的工业应用前景。沿面放电技术的电源频率通常使用的是千赫级的,其能量效率并不是很高,所以该装置小型化的研究将是此技术的优势之处。

6.2 低温等离子体杀菌消毒

最近十几年来,随着科学技术的发展,许多不能采用高温消毒的先进医疗器械的出现,使低温等离子体消毒和灭菌的研究得到了重视和发展。近年来低温等离子体源研究的广泛开展和进步,使等离子体灭菌技术更容易满足实际应用的要求,从而使低温等离子体消毒和灭菌的研究成为低温等离子体应用的一个热点。

低温等离子体灭菌就是能满足这些要求的新一代灭菌技术。低温等离子体灭菌的基本原理是工作气体在外加直流或交流电场的作用下电离产生低温等离子体,低温等离子体中有大量的电子、离子、原子、分子、活性自由基以及紫外光等。其中活性自由基和紫外光及带电粒子对细菌产生强烈的相互作用,构成了全方位对细菌或病毒的灭杀环境。低温等离子体灭菌可以控制放电室的温度,使其可以在常温下进行,因此可以对不能用高温高压的材料进行消毒,且其效率高,时间短。另外,产生等离子体的气体可以完全采用无毒气体,不会对人体和环境产生危害。因此等离子体灭菌克服了蒸汽、化学等现行消毒方法中的不足,有望成为新一代的灭菌技术。除了医疗器械消毒外,低温等离子体灭菌还在食品及食品包装过程中的消毒,生化武器的中和、分解等方面都具有广泛的应用前景。

低温等离子体杀菌常用的方法有电晕放电法、介质阻挡放电法以及大气压等离子体喷射法。大量研究实验表明,低温等离子体能有效地在短时间内消灭细菌和病毒。利用电晕放电、阻挡放电、微波辐射等方式产生的低温等离子体不同气压下的灭菌实验显示,灭菌的效果跟细菌的种类、细菌载物的材料、产生等离子体的气体介质的种类、细菌芽孢的形成温度及等离子体吸收的功率等有关。低温等离子体的杀菌消毒机理,迄今为止,人们的认识还不是很完善,根据大量的实验,国内外相关学者提出了各种有关机理的假说,主要归结为以下三种:

(1) 等离子体形成过程中产生的大量紫外线直接破坏微生物的基因物质。

(2) 通过固有光子解吸附(intrinsic photo-desorption)微生物被逐个原子地侵蚀。光致解吸附(photo-induce desorption)源于紫外光子打断微生物物质的化学键并使其从原子本身到微生物都形成挥发性化合物。这种非平衡化学反应的挥发性副产物都是小分子(可能产物为 CO 和 CH_x)。

(3) 通过刻蚀(etching)微生物被逐个原子地侵蚀。刻蚀源于来自等离子体中活性粒子对微生物的化学和物理作用。放电产生的大量高能电子轰击气体分子,将能量转换成基态分子的内能,发生激发、电离和离解等一系列过程使气体处于活化状态——产生各种活性粒子。电子能量较低时,产生的活性粒子吸附在微生物上,随后微生物经过等离子体定向链化学反应,发生刻蚀化学反应,形成挥发性化合物。

此时活性粒子可以是 O 和 OH 等原子和分子基团，也可以是单态 O 的激发态分子。在热力学平衡条件下，这一化学反应生成小分子（如 CO 和 H₂O），这些小分子是氧化过程的最终产物。电子能量较高时，各活性种能量高于微生物物

质的化学键能。在各种活性粒子（包括高能电子）的轰击下，微生物的化学键被打断，最终形成挥发性物质。在有些情况下，刻蚀机理因紫外光作用而增强从而加速了微生物的杀灭。

第 8 章 生物电工技术

1 概述

生物电工技术旨在用电工理论、方法和技术手段研究和解决生物学和医学中的相关电磁问题，其主要任务是研究生命活动本身所产生的电磁场和外加电磁场对生物体的作用规律，以及研究与电磁相关的医疗仪器和生命科学仪器中的电工技术问题。

电磁场与生命有着密切的联系：①生物组织作为一种特殊的材料，其电磁特性的研究对深入探讨电磁场与生物的相互作用有重要意义；②许多生命活动都伴随着电磁场的产生，这些电磁信号中包含着生命活动的重要信息，是多种生理、生化现象的独特表征，探测并研究这些信息，可以更深刻地了解生命活动的本质。生物电磁特性和生物电磁信息是生物电工技术的理论基础。

电工技术在医疗仪器和生命科学仪器中有着广泛的应用，如磁共振成像系统中的磁体和线圈技术、人工心脏血流泵中的磁耦合技术、靶向治疗中的磁导航和磁定位技术以及各种特殊电源技术等。从电工技术角度看，几乎各种新技术在生物医学中都有广泛应用；从生物医学应用角度看，电工技术的应用可以概括为在生物技术中的应用、在生物医学检测中的应用和在疾病治疗中的应用。

生物电工技术的发展会促进生命科学中的相关研究和医疗设备与新型生命科学仪器产业的发展，对诸如生命活动中电磁现象的深刻本质和电磁场对生物体起作用的内在机理、疾病诊断和治疗以及环境保护等问题的深入研究都将起到具有创新意义的推动作用。

2 生物电磁特性

2.1 生物组织的电磁学参数

从电学角度看，生命体是由无数细胞构成的一个复杂容积导体。细胞是生命活动的基本单位，表面有由磷脂双分子层与镶嵌蛋白质构成的生物膜（即细胞膜）。已知细胞内外液都是导电性能较好的电解液，可以等效为电阻；细胞膜是几乎完全绝缘的电介质，可以等效为电容。因此对于由细胞构成的生物组织来说要同时考虑其导电特性和介电特性。

一般来讲，生物组织的电磁特性包括生物组织的导电特性、导磁特性、介电特性及其频谱特性。导电特性用电导率来描述，表示组织内自由电荷对外加电场的响应特性；导磁特性用磁导率来描述，表示组织对外磁场的响应特性；介电特性反映了生物分子中的束缚电荷对外加电场的响应特性；各种电磁参数具有频率特性。

从微观角度看，生物体的磁学特性比较复杂。某些生物，如趋磁细菌、家鸽和鲑鱼等，体内含有磁性颗粒；生物体内的血红蛋白与氧结合前后分别呈现顺磁性和抗磁性；环境中的磁性颗粒也会在生物体内聚积，如人体的肺部就常含有 Fe_3O_4 粉末。从宏观角度看，大多数生物组织具有抗磁性，但相对磁导率接近于 1。因此在生物组织的电磁特性研究中一般认为生物组织是非磁性的，只考虑其电学特性。

设生物组织是电导率为 σ 、相对介电常数为 ϵ_r 的导电媒质，则其电学特性可以用复电导率 $\underline{\sigma}$ 或复相对介电常数 $\underline{\epsilon_r}$ 来表征，两者的定义和关系为

$$\begin{aligned}\underline{\sigma} &= \sigma + j\omega\epsilon_r\epsilon_0 \\ \underline{\epsilon_r} &= \epsilon_r - \frac{j\sigma}{\omega\epsilon_0} \\ \underline{\sigma} &= j\omega\underline{\epsilon_r}\epsilon_0\end{aligned}\tag{9.8-1}$$

式中： $j=\sqrt{-1}$ ； ϵ_0 为真空介电常数； ω 为角频率。

不同的生物组织有不同的电学特性。各种组织在 50Hz 时的电导率和相对介电常数见表 9.8-1。

表 9.8-1 各种组织在 50Hz 时的电导率和相对介电常数

| 组 织 | 电导率 (S/m) | 相对介电常数 |
|--------|--------------|----------------------|
| 骨松质 | 0.080 703 | 788 910 |
| 骨密质 | 0.020 055 | 8867.8 |
| 骨髓 | 0.001 648 7 | 166 680 |
| 软骨 | 0.171 43 | $1.637\ 7\times10^6$ |
| 脂肪 | 0.019 555 | $1.472\ 8\times10^6$ |
| 胸部脂肪 | 0.022 649 | $1.137\ 1\times10^6$ |
| 血液 | 0.7 | 5259.9 |
| 体液 | 1.5 | 98.999 |
| 淋巴 | 0.521 42 | $1.637\ 7\times10^6$ |
| 主动脉 | 0.261 15 | $8.095\ 8\times10^6$ |
| 血管 | 0.261 15 | $8.095\ 8\times10^6$ |
| 神经 | 0.027 4 | $1.608\ 8\times10^6$ |
| 肌肉 | 0.233 29 | $1.771\ 9\times10^7$ |
| 腱 | 0.2697 7 | $1.709\ 8\times10^7$ |
| 皮肤（干燥） | 0.000 2 | 1136 |
| 皮肤（湿润） | 0.000 427 19 | 51 274 |
| 指甲 | 0.020 055 | 8867.8 |
| 黏膜 | 0.000 427 19 | 51 274 |
| 角膜 | 0.421 4 | $1.642\ 1\times10^6$ |
| 巩膜 | 0.502 7 | 292 950 |
| 晶状体 | 0.321 43 | $1.737\ 2\times10^6$ |
| 视网膜 | 0.502 7 | 292 950 |
| 玻璃体液 | 1.5 | 98.999 |
| 硬脑膜 | 0.500 54 | 48 366 |
| 脑灰质 | 0.075 258 | $1.210\ 7\times10^7$ |
| 脑白质 | 0.053 274 | $5.289\ 8\times10^6$ |
| 小脑 | 0.095 258 | $1.210\ 8\times10^7$ |
| 脑脊液 | 2 | 109 |
| 脊髓 | 0.027 4 | $1.608\ 8\times10^6$ |
| 舌头 | 0.271 42 | $1.639\ 2\times10^6$ |
| 牙齿 | 0.020 055 | 8867.8 |
| 气管 | 0.300 54 | 88 673 |

续表

| 组 织 | 电导率 (S/m) | 相对介电常数 |
|------|-----------|-----------------------|
| 食管 | 0.521 42 | $1.637\ 2\times 10^6$ |
| 甲状腺 | 0.521 42 | $1.637\ 7\times 10^6$ |
| 胸腺 | 0.521 42 | $1.637\ 7\times 10^6$ |
| 心脏 | 0.082 729 | $8.664\ 6\times 10^6$ |
| 肺萎陷 | 0.205 46 | 868 580 |
| 肺扩张 | 0.068 422 | $5.758\ 9\times 10^6$ |
| 肾脏 | 0.089 239 | $1.011\ 5\times 10^7$ |
| 肝脏 | 0.036 684 | $1.831\ 7\times 10^6$ |
| 脾 | 0.085 702 | $1.018\ 8\times 10^7$ |
| 胃 | 0.521 42 | $1.637\ 2\times 10^6$ |
| 胰腺 | 0.521 42 | $1.637\ 7\times 10^6$ |
| 胆囊 | 0.900 01 | 1449.4 |
| 胆囊胆汁 | 1.4 | 120 |
| 结肠 | 0.054 535 | $3.209\ 6\times 10^7$ |
| 十二指肠 | 0.521 42 | $1.637\ 2\times 10^6$ |
| 小肠 | 0.521 51 | $2.031\ 5\times 10^6$ |
| 腺 | 0.521 42 | $1.637\ 7\times 10^6$ |
| 卵巢 | 0.321 42 | $1.633\ 7\times 10^6$ |
| 睾丸 | 0.421 42 | $1.640\ 2\times 10^6$ |
| 前列腺 | 0.421 42 | $1.640\ 2\times 10^6$ |
| 子宫 | 0.229 27 | $3.179\ 1\times 10^7$ |
| 子宫颈 | 0.344 54 | $3.214\ 4\times 10^7$ |
| 膀胱 | 0.205 37 | 481 640 |

另外，同一组织在不同频率下的电学参数也不相同。肌肉、脂肪、皮肤（湿润）和血液等在 10Hz~1GHz 下的电导率和相对介电常数的变化曲线如图 9.8-1 所示。

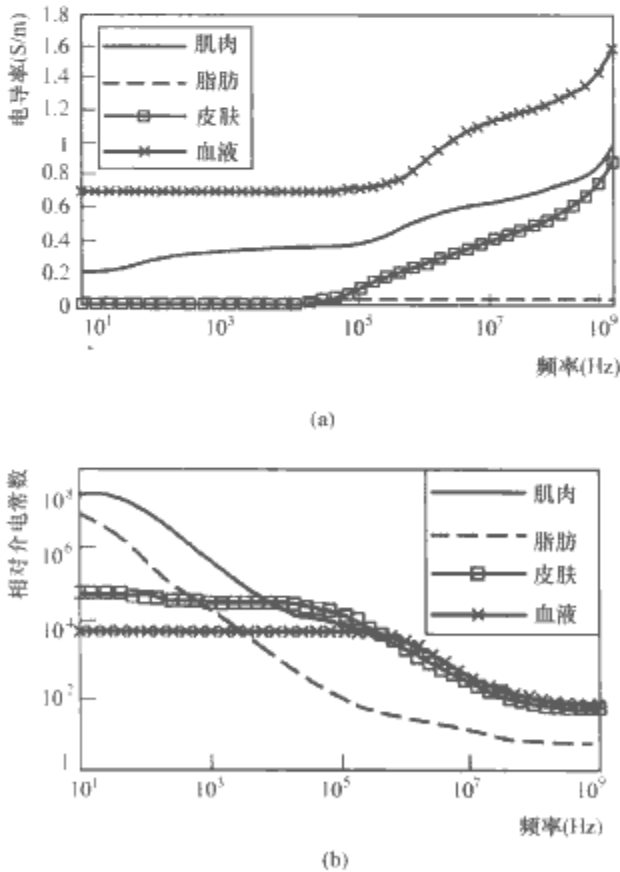


图 9.8-1 肌肉、脂肪、皮肤（湿润）和血液的电导率和介电常数的变化曲线
(a) 电导率；(b) 相对介电常数

2.2 生物组织的电阻抗

生物组织由细胞和细胞间质组成。细胞间质为具有电解液性质的组织液及悬浮于其中的大分子化合物构成，可等效为一电阻 R_e ；细胞膜为具有低漏电特性的绝缘膜，可以等效为一电容 C ；细胞内的细胞质与细胞间质类似，可等效为一电阻 R_i 。由此生物组织可以等效为如图 9.8-2 所示电路。

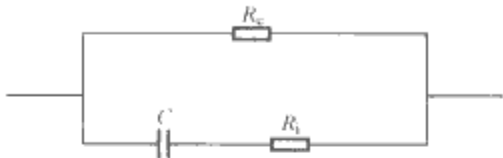


图 9.8-2 生物组织的阻抗三元件模型

由此可得生物组织的电阻抗为

$$\underline{Z} = R_{\infty} + \frac{R_0 - R_{\infty}}{1 + j\omega\tau} \tag{9.8-2}$$

式中： ω 为角频率； $R_0 = R_e$ 为频率为 0 时的电阻； $R_{\infty} = \frac{R_e R_i}{R_e + R_i}$ 为频率为 ∞ 时的电阻； $\tau = (R_e + R_i)C$ ，为时间常数。

由式 (9.8-2) 可推知，电阻抗 \underline{Z} 的实部 X 和虚部 Y 构成了一个圆（见图 9.8-3），即

$$\left(X - \frac{R_0 + R_{\infty}}{2}\right)^2 + Y^2 = \left(\frac{R_0 - R_{\infty}}{2}\right)^2 \tag{9.8-3}$$

图 9.8-3 最早由 K. S. Cole 提出，并由 R. H. Cole 进一步发展，因此被称为 Cole-Cole 图。

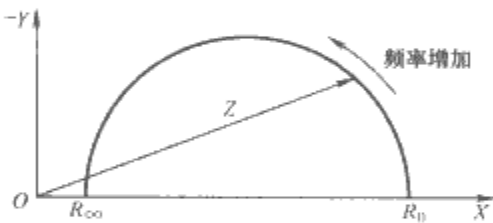


图 9.8-3 Cole-Cole 图

由真实组织的测量结果可知，电阻抗的实部和虚部基本上是一个半圆，但一般情况下圆心不在实轴，而在其下方。由实际测量的结果可得实际的生物电阻抗近似满足

$$\underline{Z} = R_{\infty} + \frac{R_0 - R_{\infty}}{1 + (j\omega\tau)^{1-\alpha}} \tag{9.8-4}$$

相应可得修正的 Cole-Cole 图（见图 9.8-4），图中俯角 $\varphi = \frac{\pi}{2}(1 - \alpha)$ 。

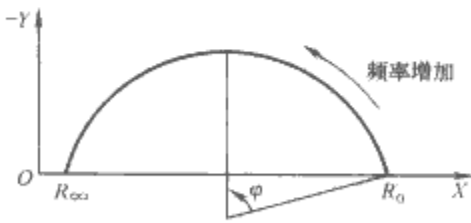


图 9.8-4 修正的 Cole-Cole 图

2.3 生物组织电学特性的测量

生物组织电导率和介电常数的测量技术是在传统的工程材料的测量方法基础上发展起来的，其基本原理完全相同，即在一定的有源系统中，使待测组织与系统以一定方式发生耦合，测出系统中与待测电导率和介电常数有关的某些参数，通过这些参数和被测电导率和介电常数的理论关系式，计算出电导率和介电常数。对于生物组织这种特殊材料而

言,不能让待测样品去适应测量系统,而要让测量系统的样品架或测量探头来适应生物体或生物组织的要求。

生物组织的电参数测量可分为离体测量和在体测量两种。离体测量是将待测生物组织制备成形状简单的样品来进行测量;在体测量要求在维持生物的正常生命活动下进行,对于体表或采用手术暴露的组织,测量头一般采用直接接触式,而对于无法手术暴露的深部组织,测量头一般采用插入式。

采用上述离体测量方法,已经获得了人体各组织的电参数。由于在体测量技术大多是有创的,所以只能用实验动物来测量,与人体的参数可能会有一些差别。

生物组织的电参数(电导率、介电常数、磁导率和阻抗频谱特性)是生物电工技术的基础,在电磁生物医学成像、脑电(脑磁)和心电(心磁)等正逆问题、电磁场的生物学效应等研究中都非常重要。

2.4 生物电阻抗技术的应用

不同生物组织的电学特性不同,可以由此发展出基于组织电参数测量的成像技术。一些病变组织与正常组织的电参数有较大差异,一般来说肿瘤组织含水量比正常组织多,因此电导率偏高,如在频率为1kHz时脑部肿瘤的电导率是正常组织的2倍,这样基于组织电参数测量的成像技术在肿瘤早期诊断方面有一定的优势。另外,不同生理状态下,如胃排空、肺排气等,生物电阻抗有明显差异,由此可构建一些基于生物电阻抗技术的医学检测方法。目前应用较多的是阻抗血流图、人体成分测量和胃动力检测等。

阻抗血流图的原理是将主动脉看作是弹性腔室,心脏搏出的血量完全用于该腔室的扩张而使其容积发生变化,从而使胸腔的电阻抗发生相应改变,测量该阻抗的变化可以得到心脏输出的相关生理参数。尽管阻抗血流图还不完善,但在临床中有广泛应用,如用于心功能的测量和监护、脑血流变化监护等。

利用生物电阻抗方法测量人体成分的原理是假设人体由脂肪和非脂肪组织组成。非脂肪组织含有大量的水分和电解质,是电的良导体;而脂肪是无水物质,是电的不良导体。通过导入人体一定频率的电流,测量人体的电阻抗,可以间接测量人体的体脂含量。目前该方法主要应用于营养医学、运动医学等领域的人体水分、脂肪物质、热量损耗分析等。

利用生物电阻抗方法进行胃动力检测的原理是在胃的活动期,如胃排空或胃收缩、蠕动时,由于胃的形态、容积及其内容物组成情况的改变较大,其电阻抗也有相应的变化,通过体表电极连续地检测胃的电阻抗变化信息,可以反映胃的收缩、蠕动及排空过程,从而达到检测与评价胃动力功能的目的。

3 生物电磁信息的测量技术与应用

3.1 生物电的产生及应用

生物体内充满了以离子、离子基团和电偶极子形式存在的电荷。生物电的本质是离子的跨膜流动。离子跨膜流动导致了细胞膜内外离子(主要是 Na^+ 、 K^+ 和 Cl^- 等)浓度差,产生了膜电位,由此产生了各种生物电现象。生物电信号主要有静息电位、动作电位和局部电位。

一般情况下,细胞膜处于极化状态,如果以膜外电位为0,则膜内电位约为 $-70\sim-50\text{mV}$,即静息膜电位。

由Nernst公式,可以计算离子的跨膜平衡电压为

$$U_i = -\frac{RT}{FZ} \ln \frac{[I]_i}{[I]_o} \quad (9.8-5)$$

式中: $R=8.314\text{J}/(\text{mol}\cdot\text{K})$,为普适气体常数; T 为热力学温度; $F=96\,485\text{C}/\text{mol}$,为法拉第常数(每摩尔离子的总电量); Z 为离子的化学价; $[I]_o$ 和 $[I]_i$ 分别表示细胞膜外和膜内的离子浓度。

当同时考虑 Na^+ 、 K^+ 和 Cl^- 等时,跨膜平衡电压可由Goldman-Hodgkin-Katz方程得到

$$U_r = V_i - V_o = -\frac{RT}{F} \ln \frac{P_K [K^+]_i + P_{Na} [Na^+]_i + P_{Cl} [Cl^-]_o}{P_K [K^+]_o + P_{Na} [Na^+]_o + P_{Cl} [Cl^-]_i} \quad (9.8-6)$$

式中: U_r 为跨膜平衡电压(即静息跨膜电压等于静息膜电位); V_i 和 V_o 分别为膜内和膜外的电位; P_K 、 P_{Na} 和 P_{Cl} 分别为细胞膜对 K^+ 、 Na^+ 和 Cl^- 的通透率。

当可兴奋细胞受到刺激时,膜电位将发生变化。若刺激低于阈值,则单位面积细胞膜的电阻 R_m 、电容 C_m 和膜电动势 U_r 不发生改变,这时的膜称为被动膜。在外加电流刺激下,假设可兴奋细胞为圆柱状,长度远远大于直径,则神经电传导满足电缆方程

$$\lambda^2 \frac{\partial^2 U'}{\partial x^2} - \tau \frac{\partial U'}{\partial t} - U' = 0 \quad (9.8-7)$$

$$U' = U_m - U_r$$

式中: U' 为膜电压的变化; U_m 为跨膜电压; U_r 为静息跨膜电压; x 为细胞的长度方向; λ 为空间常数, $\lambda^2 = \frac{r_m}{r_0 + r_i} \approx$

$\frac{r_m}{r_i} = \frac{R_m a}{2\rho}$,其中 r_m 为单位长度轴突的膜电阻(单位 $\Omega\cdot\text{m}$), r_i 和 r_o 分别是每单位长度轴突的轴浆和膜外液的电阻(单位 Ω/m), a 为轴突的半径, ρ 为轴浆的电阻率; $\tau = r_m c_m$ 为时间常数, c_m 为每单位长度轴突的膜电容(单位 F/m)。

当给可兴奋细胞一个足够大的去极化刺激时,其膜电位在短时间内由外正内负变为外负内正,达到极值后再逐渐恢复到原始状态,这种短暂变化的电位称为动作电位。动作电位及其扩布可由Hodgkin-Huxley模型来描述,该模型的等效电路模型如9.8-5所示。图9.8-5中, $U_m = V_i - V_o$ 为细胞膜内与膜外的电位差(即跨膜电压); I_m 为单位面积的膜电流; C_m 为单位膜面积电容量; U_K 、 U_{Na} 和 U_L 为钾离子、钠离子和其他泄漏离子(氯离子等)的Nernst电压,即由式(9.8-5)所得的各离子的跨膜平衡电压; G_K^* 、 G_{Na} 和 G_L 分别为单位膜面积钾离子、钠离子和其他泄漏离子通道的电导。

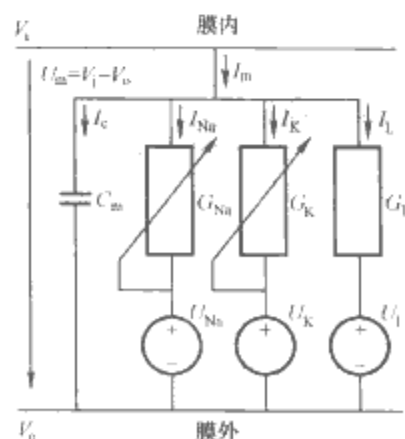


图 9.8-5 Hodgkin-Huxley 模型的等效电路模型
由此可建立 Hodgkin-Huxley 方程

$$\begin{aligned}
 I_m &= C_m \frac{dU_m}{dt} + \bar{G}_K n^4 (U_m - U_K) + \\
 &\quad \bar{G}_{Na} m^3 h (U_m - U_{Na}) + G_L (U_m - U_L) \\
 \frac{dn}{dt} &= \alpha_n (1 - n) - \beta_n n \\
 \frac{dm}{dt} &= \alpha_m (1 - m) - \beta_m m \\
 \frac{dh}{dt} &= \alpha_h (1 - h) - \beta_h h
 \end{aligned} \quad (9.8-8)$$

式中: \bar{G}_K 和 \bar{G}_{Na} 分别为单位膜面积钾离子、钠离子电导的最大值; n 为控制钾离子通道的门参数, 在 $[0, 1]$ 取值; m 、 h 为控制钠离子通道的门参数, 在 $[0, 1]$ 取值; α_n 、 β_n 、 α_m 、 β_m 、 α_h 、 β_h 是与膜电位有关的速率常数。

神经的兴奋传导过程不只是电流从兴奋部位流到未兴奋部位, 而是在膜的每一处都重新发生兴奋。动作电位的特征是其幅值不因传导而变小。当考虑动作电位的扩布时, Hodgkin-Huxley 方程为

$$\begin{aligned}
 \frac{a}{2\rho_i \Theta^2} \frac{\partial^2 U_m}{\partial t^2} &= C_m \frac{dU_m}{dt} + \bar{G}_K n^4 (U_m - U_K) + \\
 &\quad \bar{G}_{Na} m^3 h (U_m - U_{Na}) + G_L (U_m - U_L)
 \end{aligned} \quad (9.8-9)$$

式中: a 为轴突的半径; ρ_i 为轴浆的电阻率; Θ 为神经电传导速率。

生物电信号的检测与分析在医学中有广泛的应用。1887年 Waller 测得了心电信号。由此发展出的心电图仪已成为常规的医疗仪器, 非接触多导心内心电图仪也已在临床上使用多年。由于心脏在人体生命活动中的重要地位, 对心电的研究一直都是各国相关科学家研究的热点。1924年德国精神病医生 Berger 首次记录到脑电。在以后的 80 多年的历史中, 脑电检测技术得到了全面的发展和利用, 为临床诊断和认知科学做出了巨大贡献。最近发展的高分辨率脑电通道数可达 256 道之多, 采样频率可以在 1kHz 以上。高分辨率脑电与其他成像技术融合为提高神经外科术前定位和研究认知功能提供了更加精确的手段。

3.2 生物磁及其应用

生物磁场的来源主要: ①生物电流产生的磁场; ②生物磁性材料产生的磁场; ③侵入生物体内的强磁性物质产生的磁场。

人体及各种生物体自身的磁场都非常微弱。所测到的人体磁场中, 肺磁场约 $0.01 \sim 10 \text{ nT}$, 心磁场约 0.1 nT , 胎儿心磁场约 $0.001 \sim 0.01 \text{ nT}$, 自发脑磁场约 0.001 nT , 脑 α 节律磁场约为 $1 \times 10^{-4} \sim 1 \times 10^{-3} \text{ nT}$, 脑诱发磁场和视网膜磁场约为 $1 \times 10^{-5} \sim 1 \times 10^{-4} \text{ nT}$ 。可见人体磁场不仅远低于地磁场, 而且更低于环境磁噪声, 因此对人体磁场的测量非常困难, 除了要有高分辨率的测磁仪器外, 还必须要有能屏蔽地磁场及外界磁噪声的零磁空间。

磁通门磁强计是一种常见的弱磁场检测仪, 其基本原理是: 用高导磁率软磁合金作传感器, 将其在饱和交变磁场磁化条件下放入被测缓变磁场中, 于是传感器线圈的感应电动势变为非对称性 (偶次谐波与被测磁场成正比), 由此测出磁场大小。磁通门磁强计具有简单、小型、功耗低、测量范围宽、灵敏度高特点, 适用于测量恒定磁场或缓慢变化的磁场, 测量范围一般在 $1 \times 10^{-3} \sim 1 \times 10^{-4} \text{ T}$ 以下, 分辨力约为 $1 \times 10^{-5} \sim 1 \times 10^{-10} \text{ T}$ 。它可以做成全分量的或三分量的仪器, 并可以配置多种用途的探头。磁通门磁强计一般可以用来检测肺磁和心磁信号, 但无法检测脑磁信号。

能够检测到脑磁信号的只有超导量子干涉仪, 它是利用

弱耦合超导体中的约瑟夫森效应原理来测量弱磁场的仪器。超导量子干涉仪可以测量 0.1 T 以下的恒定磁场或交变磁场, 具有从直流到 $1 \times 10^{12} \text{ Hz}$ 范围内的良好频率特性, 具有极高的灵敏度和分辨力。2004 年法国科学家 Pannetier 等利用巨磁电阻和超导线圈检测到飞特量级的磁信号, 为脑磁检测提供了另一种可能。

人体磁信号, 特别是脑磁信号的检测必须在一个零磁空间中进行。一般来说, 零磁空间可以采用通电线圈 (一般采用亥姆霍兹线圈) 补偿地磁场或利用高导磁材料 (坡莫合金、镍铁高导磁合金) 屏蔽地磁场来实现, 但由于补偿式零磁空间很难抵消外界磁噪声的影响, 因此脑磁检测时采用的都是屏蔽式零磁空间。

正确测量人体各种器官的磁场可为磁场与人体相互作用问题的研究提供不可或缺的手段与方法, 并为人体疾病的诊断提供可靠的依据。256 道采样频率在 1kHz 以上的高分辨率脑磁图设备, 在颅脑手术前的脑功能定位、癫痫病灶术前的无侵袭定位、神经性药物作用的测定、胎儿脑磁图等方面都有广泛的应用。

3.3 基于生物电磁信息的电磁场逆问题研究

基于生物电磁信息的逆问题主要是通过体外电磁信号的检测与处理, 进而逆推重构出体内的神经电、磁源的分布特性或者是生物体内电磁参数的分布特性。在形式上是以神经或肌电活动的源分布或者是组织电磁参数的空间分布特性图为结果, 与现有的结构成像技术相比有着不可替代的重要性。

基于生物电磁信息的逆问题研究主要有两方面的内容: 模型构建和求解算法。随着人们对人体三维解剖结构的精细了解和电磁参数的进一步精确测量, 模型构建越来越趋于真实化。融合电磁正逆问题、电磁参数的检测以及高精度结构成像技术, 人们已经可以构建更加真实的人体电磁仿真模型, 进行三维的电磁成像仿真。

由于大脑和心脏是含有可兴奋细胞最多的组织, 而且这些可兴奋细胞发挥着重要的功能, 因此脑电/脑磁和心电/心磁是生物电磁信息研究的重点, 应用最多的是心电、脑电和脑磁。

3.3.1 脑电模型及其逆问题

脑电逆问题依靠头皮电信号反演脑电活动源的特性来研究大脑高级功能, 是脑功能分析检测的根据和手段。与正电子发射断层扫描、单光子发射层析、功能磁共振成像等其他脑功能成像方法相比, 脑电逆问题求解虽然空间分辨率不高, 但可以定量地给出脑内神经活动源的位置、强度、方向以及分布情况, 时间分辨率达到毫秒量级, 可以准确实时地反映大脑神经活动随时间而改变的活动情况, 并且由于完全无创无损无害, 故可以实现长期监测。另外脑电探测硬件系统较为简单, 测量的成本和维护费用低廉, 对环境要求比较宽松。因此脑电技术的发展和使用时都受到了广泛的重视。

脑电逆问题的研究分为头模型的建立、脑电正问题计算和逆问题寻优求解三部分。其中头模型的建立用来模拟头部组织电导率分布, 已从最初的均匀球模型发展到复杂的几何真实头模型, 其正问题的计算也愈加复杂, 对逆问题求解方法的要求也随之相应提高。近年来计算机软硬件技术的发展为脑电逆问题的研究提供了有力的支持, 脑电逆问题的研究朝更准确头模型的建立、更普适的正问题算法和更高效的逆问题求解方法的探索方向高速发展。

由脑电产生的生理学机理可知反映基本的脑电源活动特

点的理想化模型为电流偶极子。它包含两个符号相反大小相等的电流单极子 $\pm I_F$ ，称为源和汇。源和汇之间存在非常小的距离 d ，偶极子的偶极矩定义为 $p = I_F d$ ，方向为由源指向汇。偶极子电位分布的计算公式为

$$V = \frac{\|p\| \cos \theta}{4\pi\sigma r^2} \quad (9.8-10)$$

式中： V 为电位； r 为测量点到偶极子的位置矢量， r 为 r 的模； σ 为组织电导率； θ 为偶极矩矢量与测量点位置矢量的空间夹角。

最简单的头模型是均匀球模型，即把头看成各向同性、电导率均匀的介质球。球内任意的偶极矩 p 在球面处产生的电位为

$$V = \frac{1}{4\pi\sigma} p \cdot \left[2 \frac{R-r_0}{r_p^3} + \frac{1}{R^2 r_p} \left(R + \frac{r_0 \cos \varphi R - R r_0}{R + r_p - r_0 \cos \varphi} \right) \right] \quad (9.8-11)$$

式中： r_0 为偶极子位置矢量； R 为均匀球半径； R 为球面欲求场点的位置矢量； r_p 为 R 与 r_0 的差； r_p 为 r_p 的模； φ 为 r_0 与 R 之间的空间夹角。

均匀头模型在外形上与头部的几何形状近似，但未考虑头部组织电导率分布不均的情况。有研究表明，由于颅骨的电导率很低，不仅削弱了头皮电位强度，而且由于对电位分布施加了低通空间滤波使得头皮电位变模糊，所以运用均匀球模型会产生较大的定位误差。

Rush和Driscoll在1969年提出三层同心均匀球模型，将人的头部视为三个同心球，分别代表头皮（scalp）、颅骨（skull）和大脑皮层（brain），简称SSB头模型。该模型具有对称、计算简单等特点，易于建立相应的数学模型。由于考虑了颅骨显著的低电导率特性，它给出的结果与实际情况符合较好。

三层球模型表面任一点处（ R ）电位的级数解为

$$V = \frac{1}{4\pi\sigma R^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(2n+1)^3 k f^{n-1}}{(n+1)nd} [m_r n P_n^0(\cos \theta) + m_t P_n^1(\cos \theta) \cos \varphi] \quad (9.8-12)$$

式中： σ 为第一、三层电导率（即头皮和大脑皮层有相同的电导率）； k 为中间层电导率； R 为头表半径，偶极子位于 fRR_0 处（ R_0 为单位矢量），内层球半径为 bR ，中间层半径为 cR ， $0 < f < b < c < 1$ ； m_r 为偶极子径向分量（方向为 R_0 ）； m_t 为偶极子切向分量（方向记为 T ），单位矢量 N 与 R_0 、 T 构成一直角坐标系 Σ_0 （ T ， N ， R_0 ），坐标原点在球心； θ 为 R 与 R_0 的夹角（即 R 在 Σ_0 的纬度）； φ 为 R 在 TN 平面的投影与 T 的夹角（即 R 在 Σ_0 的经度）； P_n^1 、 P_n^0 为勒让得级数。

$$d = (k-1)(kn+k+n)(c^{2n+1}-b^{2n+1}) + \frac{(kn+k+n)(kn+n+1)}{n+1} - (1-k)^2 n \left(\frac{b}{c}\right)^{2n+1}$$

常用的脑电逆问题的算法有包括非线性最小二乘法类的局部最小寻优方法，以及包括模拟退火法、遗传算法等的全局寻优方法。另外，子空间法、多信号分类法（Multiple Signal Classification, MUSIC）和基于神经网络的寻优方法也正逐步发展。

最小二乘法的原理为未知偶极子可用有限个参数表达，改变偶极子的参数，利用正问题计算获得的头皮电位与测量电位分布差值的范数平方，构成的目标函数为

$$\sum_{i=1}^N [V(i)_{\text{cal}} - V(i)_{\text{exp}}]^2$$

式中： $V(i)_{\text{cal}}$ 为脑电正问题计算出来的电位分布； $V(i)_{\text{exp}}$ 为测量的头皮电位分布； N 为电位测量点的个数。

此目标函数最小的解即为确定脑电逆问题等效偶极子的参数解。使用牛顿-拉夫逊（Newton-Raphson）、Levenberg-Margquardt等局部寻优方法可以获得局部最优值。

3.3.2 心电模型及其逆问题

心脏电活动是诊断心脏疾病的重要指征。心电来自心肌细胞的电活动，经体腔传播到体表，从而形成可用心电图仪记录的体表电位。因此心脏的建模问题分为两个层次：①利用Hodgkin-Huxley方程，以细胞间通信作为联系各个模型单元的纽带，模拟心肌的兴奋传播过程，由心动周期中某一时刻各兴奋的心肌所产生的动作电位求出该时刻的心电源大小；②从心电源出发，把心电场简化为准静态场，建立偏微分方程及适当的边界条件，用有限元方法或边界元方法求解腔体内和体表电位的分布。

从细胞动作电位方程出发，已经可以建立二维或三维的全心脏电生理模型，能方便地仿真心电活动由起搏点兴奋传播至全心脏的整个过程，揭示多种心律失常的形成机制与时空过程。

从电磁场角度进行心电建模时，经常将兴奋的心肌膜等效为电偶极子层，其电流密度记为 J_s （单位A/m²），则空间电位分布 V 满足方程

$$\nabla \cdot (\sigma \nabla V) = -I_{sv} \quad (9.8-13)$$

式中： $I_{sv} = -\nabla \cdot J_s$ 为容积电流密度； σ 为电导率。

假设心脏的区域为 Ω_H ，其内任一点（位置矢量为 r' ）的源电流密度为 $J_s(r')$ ，心脏外为电导率均匀的无穷远介质，则心脏外任意点（位置矢量为 r ）的电位为

$$V(r) = \frac{1}{4\pi\sigma} \int_{\Omega_H} \frac{-\nabla \cdot J_s(r')}{|r-r'|} d\Omega \quad (9.8-14)$$

式中：积分号内的变量为 r' ，散度运算也是针对 r' 的； $d\Omega$ 表示体积的微分。

考虑到胸腔内各器官电导率的差异，设胸腔内（含体表）电导率不连续的封闭介质面为 S_l （ $l=0, 1, 2, \dots, N$ ），则封闭介质面 S_k 上任一点 r 处的电位为

$$V_k(r) = \frac{1}{2\pi(\sigma_k^- + \sigma_k^+)} \int_{\Omega_{H1}} J_s(r') \nabla \left(\frac{1}{|r-r'|} \right) d\Omega + \frac{1}{2\pi} \sum_{l=0}^N \int_{S_l} \frac{\sigma_l^- - \sigma_l^+}{\sigma_k^- + \sigma_k^+} V(r') d\Omega_{r'}$$

(9.8-15)

式中： σ_l^- 和 σ_l^+ 分别为封闭介质面为 S_l 内外的电导率；

$d\Omega_{r'} = -\frac{(r-r')}{|r-r'|^3} \cdot dS$ 为立体角。

若已知心外膜电位为 V_{epi} ，考虑到媒质的各向异性（电导率张量为 G ），则腔体内（不含心脏）电位分布 V 满足方程

$$\nabla \cdot (G \nabla V) = 0 \quad (9.8-16)$$

边界条件为

$$\begin{cases} n \cdot (G \nabla V_b) = 0 \\ V_b = V_{\text{ept}} \end{cases} \quad (9.8-17)$$

式中： n 为体表的外法向单位矢量； V_b 为电位 V 在体表的值； V_b 为电位 V 在心脏外膜的值；第一个边界条件表示体表电流的法线分量为零。

心电逆问题是指根据体表电位的分布、人体的几何形状以及躯干容积导体的电特性，通过数学物理方法来求得心脏电活动的定量解。较成熟的心电逆问题求解方法有两种方

法：基于等效源解法和基于心外膜电位解法。

基于等效源的逆问题解法是由体表电位分布求出心脏等效偶极子的参数。首先用数值方法对方程式(9.8-15)进行离散化,构建出包含等效偶极子参数与体表电位的线性方程为

$$AD = CV \quad (9.8-18)$$

式中: D 是心电偶极子的矩阵; V 是体表面测量电位矩阵; A 和 C 为系数矩阵。

从而可用最小二乘法等逆问题求解方法求出偶极子大小和方向。该方法对某些心脏病的诊断有一定的意义。

基于心外膜电位的逆问题解法是由体表电位分布推断出心外膜电位分布。该方法首先是用有限元、边界元或有限差分等方法对方程式(9.8-16)进行离散化,构建出包含心外膜节点处的电位与体表电位的线性方程,从而可用常规逆问题求解方法求出心外膜电位。由于心外膜电位比较直接地反映心肌兴奋的传播过程,因而这种方法对心脏病的诊断非常有意义。

3.3.3 脑磁模型及其逆问题

脑磁图(Magnetoencephalography, MEG)是一种由脑外的弱磁检测设备探测获得脑内神经活动所产生的磁信号进而对脑内活动神经元进行定位或成像的一种技术,具有非接触、无损等特性。脑磁图具有毫米级的空间分辨率和毫秒级的时间分辨率,在脑功能影像诊断方面有着极其重要的应用价值,已广泛应用于手术前的脑功能检测定位、病理学上的功能性缺损诊断、神经药理学的调查、脑外伤的诊断、癫痫病灶的定位等,在神经科学和精神医学领域内的应用也日益广泛。

脑磁正问题就是在电流偶极子源模型下,基于一定的头模型求解脑外磁场分布的过程。脑磁中头模型一般可分为两大类:球对称导体模型和真实头模型。在球对称模型中人们熟知的有单层球、三层球等模型,这些模型在脑电研究中也经常使用。真实头模型的构造是基于头的CT或磁共振成像系统数据,一般将头分为脑组织、颅骨、头皮三部分,每个部分的电导率近似为均匀分布,这样在脑组织与颅骨之间、颅骨与头皮之间、头皮与头外空气之间就形成了三个交界面。

Cuffin 与 Cohen 对几种特殊的导体模型的偶极子源磁场进行了计算,包括半无界、球体、扁长椭球体、扁平椭球体,其中后三种可以用作头模型。他们将磁场分成两部分:一部分直接来自电流偶极子的贡献,另一部分来自体积电流的贡献。结果表明在上述导体模型下,导体外法向磁场分量仅取决于导体内的电流偶极子,而与体积电流无关。

关于球对称导体模型的脑磁正问题,1987年 Sarvas 给出了详尽的数学描述

$$B(r) = \frac{\mu_0}{4\pi F^2} \{ Fp \times r_0 - [(p \times r_0) \cdot r] \nabla F \} \quad (9.8-19)$$

$$\begin{aligned} \text{其中} \quad F &= r_p(r_p + r^2 - r_0 \cdot r) \\ \nabla F &= (r^{-1}r_p^2 + r_p^{-1}r_p \cdot r + 2r_p + 2r)r - (r_p + 2r + r_p^{-1}r_p \cdot r)r_0 \\ r_p &= r - r_0, r_p = \|r_p\|, r = \|r\| \end{aligned}$$

式中: p 为电流偶极子; r_0 、 r 分别为源点和场点。

从式(9.8-19)可以看到,在球对称导体头模型中,头外磁场与电导率的具体数值完全无关,并且如果源 p 是径向的,则 $p \times r_0 = 0$,因而对外磁场不产生贡献。

通过脑磁设备测得头外的磁场分布,以此来推断脑内相应活动的神经元位置及活动强度等信息的过程,就是求解脑

磁逆问题的过程。利用导体外的磁场数据无法唯一确定导体内的电流分布,因为导体内可能存在某些电流分布但其对导体外是电磁寂静的。故从本质上讲,脑磁逆问题是不适定的。由于脑磁逆问题解的非唯一性,必须在满足条件的解集中通过施加一定的限制条件而找出所谓合理的解。另外由于测量误差可能造成解的较大偏差,故这一逆问题的相关算法存在一定的病态性。

脑磁逆问题的研究一般分为两大类:基于图像重建技术和偶极子定位法。重建法的基本思想是将电流分布区域离散成网格,将磁源(即电流偶极子)的分布人为限定在网格节点处,对磁源强度与指向进行重建。由于磁场与磁源位置参数呈非线性关系,而与源强度呈线性关系,所以在重建中磁场方程简化为线性方程,问题转化为对一组线性方程组的求解。

与重建法相比,电流偶极子定位法具有更多的灵活性,该方法允许作为磁源的偶极子存在于脑内的任何位置,定位计算时也不需要事先知道源的大体位置,不需人为构造一个二维或三维区域作为重建域。由于偶极子的位置是不固定的,所以磁场的增益矩阵是未知的,磁场方程对应一非线性方程组。求解这一逆问题的基本思想就是确定一个目标函数,寻找出一组偶极子,使得目标函数达到最小。目标函数的构造取决于噪声的统计特性,一般取极大似然估计或通常的最小二乘解。因此偶极子的定位问题实质上就是目标函数的非线性优化问题。

早期的偶极子定位方法中,多采用的是单偶极子源的定位,且仅利用磁场的瞬时数据。后来发展的多偶极子定位方法大多联合使用磁场的时空数据,而且在利用时空数据时,又引入了现代信号处理理论中的一些方法,如多信号分类法、信号空间投影法(Signal Space Projection, SSP)等。

4 电工技术在生物技术中的应用

现代生物技术是以生命科学为基础,利用生物(或生物组织、细胞及其他组成部分)的特性和功能,设计、构建具有预期性能的新物质或新品系,以及与工程原理相结合,加工生产产品或提供服务的综合性技术。电工技术在生物技术中有广泛的应用,特别是为生物技术提供了多种有效的手段。多种电磁处理在农业育种、农产品杀菌保鲜中有一定的应用;由于脉冲电场对细胞膜有显著的影响,已经发展出细胞电穿孔和内电处理等技术;另外,电场在基因导入、磁场在细胞分离等方面都有成熟的应用。

4.1 电穿孔

电穿孔(electroporation)是指在脉冲电场作用下,细胞膜脂双层上形成瞬时微孔,导致其通透性和膜电导瞬时增大的生物物理现象。早在20世纪50年代,电穿孔现象就为人所知,但真正得到研究却只有20来年的历史。Weaver等学者研究发现:电场强度为千伏/厘米、持续时间为微秒/毫秒级的电脉冲刺激会使细胞膜发生电穿孔现象,可使某些正常生理情况下细胞膜难以通透的微粒如药物、抗体和DNA等进入细胞中,产生某些特殊的生物或医学效应。

细胞膜(质膜)是细胞与外界进行物质、能量和信息交换的场所。它的主要成分是脂类、蛋白质和糖类,其中脂类的含量最多。“流动镶嵌模型”(见图9.8-6)是已为人们所普遍接受的一种生物膜模型。该模型认为脂质双层结构构成膜的连续骨架,但它不是固定不动的,而是一种具有流动性特点的结构,即脂类分子和蛋白质分子在膜中总是处于流动

变化之中。另外，脂类分子多为极性分子，具有一定的固有偶极矩，因此可以将膜分子看成是电偶极子，生物膜看成是黏度较高的极性液体电介质。

细胞膜具有多种功能，各种功能都紧密地和膜蛋白有关，其中最主要的功能就是对离子的选择性通透，使细胞与外界进行物质交换。对细胞膜施加一定的外加电信号刺激，会有利于离子通道的开启，增加膜对离子的通透性。

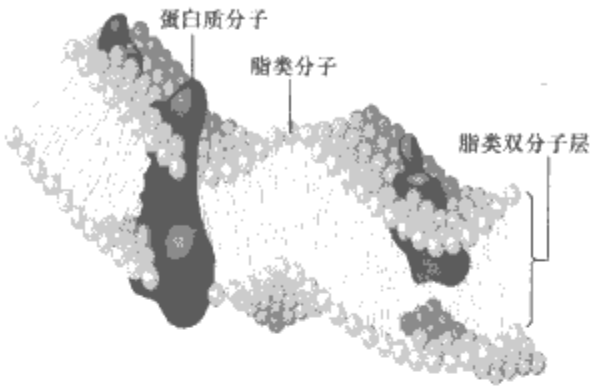


图 9.8-6 细胞膜流动镶嵌模型

脉冲电场造成的细胞膜的电穿孔现象有两种形式：可逆电穿孔和不可逆电穿孔。区别在于前者微孔可在短暂时间内恢复，而后者则不能恢复或者是恢复较慢。电穿孔技术已经在生物技术、基因工程及临床医学等方面得到了广泛的应用，如基因电转移、治疗肿瘤、促进细胞融合及皮肤的药物传递等。利用电穿孔特性的主要趋势是：根据电穿孔时细胞膜天然屏障功能的减弱或丧失导致离子和溶水性分子极易渗透过膜的特性，向细胞中导入微粒。

将 DNA 电转染进入活细胞以改善活细胞的特性，这是电穿孔特性较广泛应用的领域。细胞膜的微孔半径在纳米量级，而 DNA 大分子半径比之大得多，因此很难充分解释 DNA 大分子通过微孔进入细胞的原因，推测脉冲电场的电泳力起着重要作用。

通过脉冲电场的作用，可以将复制后的细胞膜蛋白质导入细胞膜。该技术除了可应用于临床，还能有效地应用于膜蛋白质与细胞膜的重组，将为细胞膜生物化学特性的研究开创美好的前景。

电穿孔还可以促进药物的运送。研究人员在对癌组织的化疗研究过程中，利用电穿孔特性提高化疗药物如博来霉素 (Bleomycin) 渗入肿瘤细胞的数量，药物毒性增加了 650 000 倍，大大加强了 Bleomycin 对癌细胞的杀伤力。实验发现：在电穿孔状态下，Bleomycin 抑制了实验小鼠肿瘤组织的生长，最终导致肿瘤的完全消失。

电穿孔也可以促进细胞融合。细胞融合就是将多个细胞合并形成一个细胞，也称为细胞杂交。通过脉冲电场的作用，可以融合人细胞和动物组织以构建动物模型。电穿孔特性创造了一条通向细胞液的通道，因而在制备单克隆抗体、细胞—细胞融合或细胞—组织融合等方面应用广泛。现在，最有临床意义的应用是往肿瘤层注入药物，然后加高强电场刺激，达到短暂的电渗透，使化疗药物容易进入癌细胞攻击肿瘤。

电穿孔特性导致细胞膜的屏障作用丧失，离子和溶水性微粒的渗透量增加，从而使细胞对药物、抗体和 DNA 等微粒的摄入量加大，有着可观的临床应用前景。例如芬太尼 (Fentanyl) 是一种吗啡类物质，是用于强烈镇痛和麻醉的药物，通常注射入静脉。R. Vanbever 等人将高压电脉冲施加到未加任何处理的无毛鼠皮上，发现电脉冲刺激能显著提高皮肤对芬太尼的传递速率，分子流量提高了 10 000 倍。

电脉冲的波形、幅值、持续时间和脉冲数量均影响药物的渗透量。同时，利用电脉冲刺激下细胞膜的不可逆性电击穿特性可以实现在低能量状态下杀死细胞。

电穿孔特性的研究尽管已经有几十年的历史，但至今仍然有许多现象无法解释，而新的现象又不断地被报道。研究重点主要是以下几个领域：①跨膜电位的测量；②电穿孔的动力学特性，微孔的大小、结构和数量等的测量；③细胞膜的渗透性和电击穿原理；④离子的种类和细胞生长状态等因素对电穿孔特性的影响。

4.2 基因枪

基因转染是一种重要的生物技术。在植物基因工程中，将外源基因导入组织细胞或者细胞核内来培育作物新品种，不仅可以缩短育种周期，而且可以培育出常规育种无法培育出的新品种。最早的方法是病毒诱导和化学诱导方法，随后又出现了电穿孔和电融合方法，但其效率较低，只能对离体细胞进行基因转移，且根本不能导入细胞核。基因枪法，又称生物弹法、微粒枪法或微粒轰击法，是依赖高速度的金属微粒将外源基因引入活细胞的一种转化技术，最早由美国康奈尔大学 T. M. Klein 等人提出，并研制出以火药为动力发射微粒子的基因枪。随后他们又研制出采用压缩气体为动力的基因枪。国内则分别于 1989 年和 1991 年研制出火药基因枪和高压放电基因枪。基因枪的出现，弥补了常规的外源基因导入法存在的缺点与不足，能使外源基因导入细胞核，并且被导入的受体细胞或组织不受种属界限的限制。根据动力系统的不同，基因枪主要分三种：火药式、放电式和气动式，其中与电工技术密切相关的是放电式基因枪。

放电式基因枪利用了高压储能电容器通过液体介质放电产生的压力效应。其基本工作过程如下：电容器储存的电能可在放电室内通过含有微量水的放电电极放电，产生高温高压气体，推动放电室中的大射弹加速运动，大射弹表面黏附着用优选基因包覆的直径为 1μm 左右的金属钨微粒子，大射弹加速到一定速度时遇到挡盖阻挡，大射弹撞击挡盖停止运动，其表面的微粒子脱离射弹通过挡盖前的小孔以高速射入样品室里的受体细胞内，再经过培育便可达到改良品种的目的。典型的放电式基因枪技术参数见表 9.8-2。

| 表 9.8-2 放电式基因枪的技术参数 | |
|---------------------|------------------|
| 工作电压 | 2.5~10kV |
| 最大储能 | 1000J |
| 射弹速度 | >300m/s |
| 相对真空度 | -0.1MPa |
| 电流峰值 | 28kA |
| 电流上升率 | 3.19kA/μs |
| 放电持续时间 | <0.2ms |
| 放电产生的压力 | >40MPa |
| 枪体尺寸 | 直径 80mm，高度 170mm |

近年来，随着基因工程技术的发展，基因枪技术的应用范围也在不断扩大，在基因治疗和基因免疫领域得到广泛应用，其本身也在向小型化、实用化和高效化发展。

4.3 纳秒级脉冲电场下细胞内电处理

随着现代脉冲功率技术的发展和运用，瞬态高功率纳秒级脉冲电磁场已经出现在人们的生活环境周围，美国、日本和加拿大等国已经开始就窄脉冲电场对生物的伤害效应进行

研究。研究发现,随着脉宽的降低(小于8~10ns)和电场强度的升高(兆伏/米级),随之而来的是一系列与电穿孔截然不同的细胞反应,细胞表面尽管没有明显的电穿孔现象,但细胞出现一些功能性的改变,如微核现象和程序性死亡现象,这种现象被定义为细胞内电处理(Intracellular Electromanipulation, IEM)。

研究成果表明:一般条件下,纳秒级脉冲电场(Nano-second Pulsed Electric Field, nsPEF)不能够导致细胞质膜电穿孔,但对细胞内的膜系统结构和功能的影响很大;nsPEF能够破坏细胞DNA,从而对细胞周期产生影响,但是随细胞种类的不同,以及是否贴壁生长,这些影响会有不同;nsPEF能激活天冬氨酸特异性半胱氨酸蛋白酶(Caspase),进而打开细胞的凋亡机制;nsPEF能够诱发细胞内钙库释放钙离子,提高胞浆钙离子浓度,并间接导致细胞膜脂双层内层的磷脂酰丝氨酸(Phosphatidylserine)翻转到外层;nsPEF在一定条件下能够抑制某些肿瘤的增殖。

采用球形细胞模型,可以建立细胞内电处理过程的基本电学模型。利用这种模型已经分析计算出细胞内电处理的基本规律,即随着脉宽的减小,脉冲电场对细胞内影响增强,而对细胞外膜影响相对减弱。

由于细胞内电处理的研究还处于初期阶段,尚无医学应用。但是细胞内电处理疗法的设想已经被提出,它是利用高强度nsPEF产生非离子化、高重复频率的脉冲电波,影响和改变细胞的结构和功能,促使细胞的凋亡。这种方法不需要毒性药物的辅助作用就能达到效果,可以避免炎症、溃疡和药物副作用。同时,nsPEF的脉宽比常规产生电穿孔所需要的外界电场的脉宽小2~3个数量级,可以忽略因能量积累而产生的热效应影响。因为凋亡是细胞生理性、程序性、正常性的死亡,所以用这种“调理性”的方式让肿瘤细胞主动地逐渐减少,有可能成为一种比电穿孔治疗、手术治疗、放射治疗、超声聚焦和化疗等疗法更好的、无副作用的疗法。

4.4 细胞的磁标记与分离技术

细胞分离是生物细胞学研究中一种十分重要的技术。传统的细胞分离技术主要采用离心法,利用密度梯度原理进行分离,时间长、效果差。随着合成磁性微球的发展,免疫磁性微球在分离细胞方面已经获得了快速的发展,经动物临床试验已获成功。其基本原理是:在免疫磁性微球上连接对特定细胞有亲和力的生物活性剂或者其他配体活性物质(如抗体、荧光物质、外源凝集素等),将其放入待分离物中,免疫磁性微球将与特定的待分离细胞结合,利用外加高梯度磁场对磁性微球产生的磁力可将特定细胞分离出来。该类方法可以对细胞进行分离、分类以及对其种类、数量分布进行研究。

磁性微球用于细胞分离需要考虑以下几个因素:不与非特定细胞结合,具有灵敏的磁响应性,在细胞分离介质中不凝结。利用铁磁流体或超顺磁性物质标记细胞已是体内细胞分离中日趋普遍的方法。

作用在磁性颗粒的磁力可表示为

$$f_{\text{mag}} = \mu_0 \mathbf{M} \cdot \nabla H \quad (9.8-20)$$

式中: f_{mag} 为单位体积内的磁力; \mathbf{M} 为磁性颗粒的磁化强度; H 为外加的磁场强度; μ_0 为真空磁导率。

由式(9.8-20)知,磁力主要受磁性颗粒的磁化强度、体积(即粒径大小)、磁场梯度的影响。因此要有效地使磁性细胞发生移动而达到分离的目的,除了增大磁性颗粒的体

积和饱和磁化强度外,最有效的方法是增大外加磁场的梯度。因此磁体系统是磁性细胞分离的关键设备,其性能直接关系到分离的效果。

常用的磁体系统包括电磁和水磁磁体系统,也可以采用超导磁体系统。由于磁性细胞分离中采用的磁颗粒一般是微米级,采用简单结构的永磁磁体即可达到满意的分离效果。而超导磁体成本较高,维护复杂,因此在磁性细胞分离中并不常用。

5 生物医学检测中的电工新技术

生物医学检测离不开电工技术。除常规的电源技术和信号检测技术外,电工新技术的应用也十分广泛,特别是在各种生物医学成像方法中,电工新技术发挥着举足轻重的作用,如磁共振成像中的磁体技术、电磁生物医学成像中的电阻抗测量技术等。随着纳米科技的进步,纳米生物医学检测技术的发展越来越受到关注,这为电工技术开辟了新的应用领域。

5.1 磁共振成像技术

磁共振成像是20世纪80年代发展起来的一种医学诊断技术,它能够使医生从三维空间上多层面多方位地观察人体的变异和病变,有特别优异的组织分辨率,并可以提供生物体的多种病理生化信息和生化代谢状况,实现无损诊断。其基本原理是人体中的氢原子核的自旋运动使其具有磁矩;当人体进入一个均匀的二维磁场时,自旋的氢原子核将沿外磁场方向进动,频率为拉莫尔频率 ω_0 ;此时在与外磁场垂直的方向施加一个频率为 ω_0 的射频场,氢原子核将发生“共振”,跃迁到较高的能级。当射频场撤除后,氢原子核将恢复原能级并发出频率为 ω_0 的电磁信号。通过接收到的电磁信号进行处理和变换,能获得人体的氢原子核分布的信息,再利用梯度磁场进行空间编码即可得到人体组织各个层面的图像。

磁共振成像系统主要由磁体、射频系统、梯度系统、信号处理系统和主控计算机等组成,涉及多种电磁技术。

射频系统主要由发射和接收两部分组成,其部件包括射频功率放大器和射频线圈等。利用射频系统可以发射射频脉冲,使磁化的氢原子核吸收能量产生共振;另外可以接收在弛豫过程中氢原子核释放能量时所发出的核磁信号。

梯度系统由梯度放大器和梯度线圈组成,主要用来产生三个方向的线性梯度磁场。三个梯度场中一个作为层面选择梯度,可以对冠状、矢状和轴面进行层面选择;另两个分别做频率编码和相位编码,可以对每个体素进行空间定位,从而成像。

谱仪系统主要由梯度信号的发出和控制、射频信号的发射和控制以及核磁信号的接收和控制等部分组成。计算机数据处理及图像显示系统主要包括A/D转换器、数据处理(包括数据采集、滤波和快速傅立叶变换等)与图像重建等计算机软硬件以及图像显示器等部分组成。

磁体是磁共振成像系统的最重要的部分,它决定了系统中其他部分的构成。共振频率 ω_0 与外加磁场 B_0 相关,满足拉莫尔公式

$$\omega_0 = \gamma B_0 \quad (9.8-21)$$

式中: γ 为原子核的旋磁比, ^1H 的旋磁比为 $26.75 \times 10^7 \text{ rad}/(\text{s} \cdot \text{T})$ 。

根据所用磁体的不同,磁共振成像系统可分为超导型磁共振成像系统、永磁型磁共振成像系统和电磁型磁共振成像

系统。超导型磁共振成像系统磁场强度高,因而图像信噪比高,但超导磁体需添加液氮等冷却剂,运行和维护费用高,主要在大型医院中使用;永磁型磁共振成像系统磁场强度一般低于0.5T,运行和维护费用很低,主要在中型医院中使用;电磁型磁共振成像系统图像质量与永磁型磁共振成像系统相当,但它运行时磁体需要一个大的电源和一套冷却系统,运行和维护费用高,用户较少。

磁共振超导磁体大多采用螺线管结构。早期的磁共振永磁磁体大多采用通道式结构[见图9.8-7(a)],进行磁共振检查时,由于磁体的封闭和梯度线圈的噪声,病人会有一种幽闭感。目前开放式C型永磁磁体[见图9.8-7(b)]成为主流。

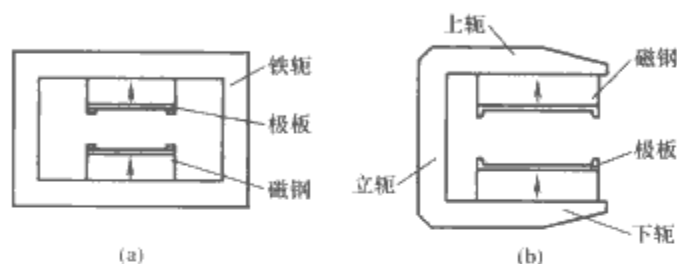


图9.8-7 磁共振永磁磁体的结构图
(a) 通道式结构; (b) 开放式C型结构

5.2 电磁生物医学成像技术

电磁生物医学成像技术是利用生物体内不同组织在不同的生理、病理状态下具有不同的电磁特性,通过施加电磁场,在体外测量电磁信号来重建生物体内部某一电磁参数的分布或其变化图像的方法和技术。

这种电磁生物医学成像与传统的X-CT、磁共振成像系统相比具有多方面优点:①不但能反映解剖学结构,而且可给出功能性图像结果;②不使用核素或射线,对人体危害大大降低;③可以多次测量,重复使用,实现连续医学图像监护;④成本低廉,不要求特殊的工作环境。

5.2.1 生物电阻抗断层成像技术

电磁生物医学成像中研究历史较长的是生物电阻抗断层成像(Electrical Impedance Tomography, EIT)。从20世纪80年代起多个研究组相继研制了多种EIT,二维和三维EIT都已得到了临床应用。

EIT的基本原理是:在人体体表配置电极阵列,通过电极向人体施加电流(或电压),并测量体表的电压(或电流),通过一定的算法可以重建人体内部组织电阻抗分布的图像。因为不同组织和器官具有不同的阻抗特性,所以图像包含了解剖学信息,更重要的是某些组织和器官的电阻抗特性随其功能状态而改变,因此,EIT有望给出反映人体病理和生理状态的功能性图像结果。

通常EIT采用的激励场频率较低(200kHz以下),因此可以看成是一个准静态场问题,在成像区域 Ω 内满足

$$\nabla \cdot (\sigma \nabla V) = 0 \quad (9.8-22)$$

式中: V 为成像区的电位; σ 为电导率。

考虑电极的接触阻抗,采用恒电流注入方式,成像区域 Ω 的边界为 Γ ,则边界条件为

$$\left. \begin{aligned} \sigma \frac{\partial V}{\partial n} &= 0 & (\Gamma \text{ 上的非电极区}) \\ \sigma \frac{\partial V}{\partial n} &= -J & (\Gamma \text{ 上的注入电极区}) \\ V + z_l \sigma \frac{\partial V}{\partial n} &= V_l & (\Gamma \text{ 上的测量电极区}) \end{aligned} \right\} \quad (9.8-23)$$

式中: J 为电极注入的电流密度; z_l 为第 l ($l=1, 2, \dots$,

L)个电极与生物体表面的接触阻抗; V_l 为第 l 个电极上测得的电位; n 为边界 Γ 的外法向单位矢量。

此边界条件与式(9.8-22)构成EIT的全电极模型。

EIT技术可以分为静态EIT技术和动态EIT技术。静态EIT以测量对象内部电导率的绝对分布为成像目标,通过对测量目标外加驱动电压或电流测量其边界电压或电流,以估计目标内部电导率分布的绝对值。动态EIT技术以测量对象内部的电导率分布在时间上的变化作为求解目标,通过对测量目标外加驱动电压或电流,测量其边界电压或电流分布,以估计目标内部电导率分布的变化。

在众多EIT静态成像算法中,修正的牛顿—拉夫逊(Modified Newton-Raphson)方法因具有良好的收敛性和重建质量而被认为是较为成熟的静态EIT重建算法,其具体步骤如下:

(1) 对于成像区域 Ω ,根据方程式(9.8-22)和边界条件式(9.8-23)建立有限元模型;给定电导率分布初始值 $\sigma^{(0)}$,设 $k=0$ 。

(2) 利用有限元方法计算相应的电位分布,根据式(9.8-24)计算目标函数值 $f(\sigma^{(k)})$

$$f(\sigma) = \frac{1}{2} [V(\sigma) - V_0]^T [V(\sigma) - V_0] + \frac{1}{2} \lambda P(\sigma) \quad (9.8-24)$$

式中: V_0 为成像区表面各电极处的测量电位构成的矢量; $V(\sigma)$ 为对应电导率分布 σ 的成像区表面各电极处的计算电位构成的矢量; $\lambda \geq 0$ 为正则化参数; $P(\sigma) = \sigma^T Q \sigma$ 为补偿项; Q 为正则化矩阵,是正定的。

(3) 判断目标函数是否小于预设值。若是则迭代终止;若否,继续。

(4) 计算雅可比矩阵 J 和海森(Hessian)矩阵 H 。

$$J = \left(\frac{\partial V_i}{\partial \sigma_j} \right)_{m \times n}, \quad H = J^T J$$

式中: n 为 σ 的维数; m 为 $V(\sigma)$ 的维数,亦即测量电压的总数。

(5) 由式(9.8-25)计算电导率增量 $\Delta\sigma^{(k)}$,令 $\sigma^{(k+1)} = \sigma^{(k)} + \Delta\sigma^{(k)}$ 。

$$\Delta\sigma^{(k)} = -[H(\sigma^{(k)}) + \lambda Q]^{-1} [J(\sigma^{(k)})]^T [V(\sigma^{(k)}) - V_0] \quad (9.8-25)$$

(6) $k=k+1$,返回第(2)步。

修正的牛顿—拉夫逊方法的优点是重构误差小,收敛性较好;缺点是雅可比矩阵和海森矩阵有严重的病态性,每步迭代的计算量都一样,不能减少,对存储空间要求较大。

等位线反投影法是最有效的动态EIT重建算法,基本原理是当成像区域电导率发生扰动时,任意两测量电极间电位差的变化仅与通过这两个测量电极的两条等位线间区域的电导率的变化有关。它的具体实现是:首先假设成像区域电导率均匀,计算加入驱动电流后区域内各点的电位分布,再根据电位分布计算终止于各个电极上的等电位线,接下来将边界测量电压沿等电位线投影到对应区域。改变驱动电流后重复上述过程,将结果叠加就是最后电导率的分布结果。

等位线反投影法简单易行,不需要进行大型矩阵的求逆运算,计算量小、重建速度快,非常适用于对快速变化的动态过程的在线监测,是最有实用价值的EIT图像重构算法。

5.2.2 磁感应断层成像技术

EIT技术是利用电极进行激励和检测,对电极与病人皮肤的接触性能要求较高,应用时比较麻烦。磁感应断层成像(Magnetic Induction Tomography, MIT)是一种新型的非

接触电阻成像技术。其基本原理是：在人体待测部位外加交变的激励磁场 B_0 ，由于人体的弱导电性，在体内会因电磁感应作用产生涡流，从而产生扰动磁场 ΔB ，这样在体外的检测线圈上可以测量到 $B_0 + \Delta B$ ；当人体内部的电导率分布发生改变时，感应的涡流的强度和分布会相应改变，因而检测线圈的电压和电流也会相应改变；通过测量检测线圈的电压或电流的变化可以间接反映人体内的电导率分布，进行图像重建。

假设激励磁场的角频率为 ω ，成像区的复电导率为 σ ，则有

$$\frac{\Delta B}{B} \propto j\omega\sigma \quad (9.8-26)$$

根据 σ 的定义，有

$$\text{Im} \left(\frac{\Delta B}{B} \right) \propto \omega\sigma \quad (9.8-27)$$

式中： Im 表示取虚部； σ 为成像区的电导率。

磁感应断层成像不存在电流耦合，避免了极化现象，可以提高空间分辨率，消除电极对测量结果的影响，是一种实时、无创、非接触的成像技术，便于进行连续监护。相对 EIT 而言，MIT 技术对成像区的中心部位有较高的敏感性，对深层组织的检测较有意义。目前感应涡流产生的微弱磁场的检测技术是其中的难点，快捷有效的成像算法还不十分成熟。

5.3 基于磁检测的生物芯片

生物芯片是利用微电子、微机械、化学和生物等技术在固体芯片表面构建的微流体分析单元和系统，它将生命科学研究中所涉及的不连续的分析过程（如样品制备、化学反应和分析检测）连续化、集成化、微型化，以实现细胞、蛋白质、DNA 以及其他生物组分的准确、快速和高通量的检测。生物芯片的主要特点是高通量、微型化和自动化。生物芯片技术有四大要点：芯片方阵的构建、样品的制备、生物分子反应和信号的检测。常用的生物芯片分为三大类，即基因芯片、蛋白质芯片和芯片实验室。

基因芯片技术是将大量探针分子固定在物体表面，与标记的样品分子进行杂交，通过检测每个探针分子的杂交信号强度，进而获取样品分子的数量和系列信息。它以其可同时、快速、准确地分析数以千计的基因组信息而显示巨大威力。基因芯片已经应用于基因表达检测、寻找新基因、杂交测序、基因突变和多态性分析以及基因文库作图等方面。蛋白芯片是以蛋白质代替 DNA 作为检测对象，比基因芯片更进一步接近生命活动的物质层面，因而有着比基因芯片更加直接的应用前景。芯片实验室是生物芯片技术发展的最终目标。它将样品制备、生化反应和检测分析的全过程集约化，形成微型分析系统。这种生物芯片尚处于研发阶段。

从检测技术角度讲，绝大多数生物芯片均采用光学检测方法。最近，由于对磁电子学研究的深入以及纳米加工技术的发展，一些新型的磁检测技术获得突破，使得其在生物芯片中的应用越来越受到人们的关注。研究较多的是基于巨磁电阻效应的生物芯片和基于磁共振检测技术的生物芯片。

基于巨磁电阻效应的纳米生物分子识别技术的基本原理是利用巨磁电阻传感器检测磁性微球的信号，从而对待测生物分子进行识别。基本过程如下：将巨磁电阻传感器加工在生物芯片上，其上绑定有特定的已知受体，能特异地与相应的靶分子结合；当与磁性微球非特异性结合的待测样品进入巨磁电阻传感器所在的生物分子识别区时，样品溶液中

能特异地与巨磁电阻传感器上绑定的已知受体相结合的靶分子将固定在生物分子识别区，清除掉未结合的样品后，巨磁电阻传感器将检测到靶分子上标记的磁微球产生的磁场信号，从而达到识别生物分子的目的。巨磁电阻检测灵敏度高，更适合低场信号检测，而且检测系统的体积小、结构紧凑，能耗低，使用寿命长，便携性较好。而光学检测方法需要外部激发光源及发射和检测光路，体积庞大，不便于携带，整个系统的能耗也比较高。另外，巨磁电阻检测方法可以在一些极端的环境下（潮湿、酸碱、毒性、黑暗等）应用，而光学检测的标记物（荧光染料、量子点等）易受外部环境的影响，限制了其适用范围。采用巨磁电阻检测方法可以直接获取电信号进行处理，不需要进行信号转换；而光学检测的方法需要光电转换的过程，将光信号转换成电信号，这个过程会带来信号的损失和失真。因此基于巨磁电阻效应的纳米生物分子识别技术有其独特的优点，在一些特定领域的应用优势明显。

基于磁纳米颗粒自组装特性的磁共振成像检测技术是利用磁纳米颗粒与生物分子自组装成较大的复合体前后对周围水分子中质子的自旋弛豫时间的影响来进行检测的一种新技术。其最主要的优点是不需要对待测生物分子进行标记，而且检测时无需引入电导线或光导纤维，使得对细胞、组织、个体的分子水平的微损或无损在体测量成为可能。

5.4 微型诊疗机器人

随着机器人技术和微电子机械系统的发展，微型诊疗机器人成为国内外研究的热点，特别是进入人体的无线内窥镜和血管机器人等的发展和应用受到广泛重视。可以将摄像头、生化传感器、给药系统等集成为一个药丸大小的微系统，已经实用化的产品包括智能胶囊消化道内窥镜系统、智能药丸等。

智能胶囊消化道内窥镜系统由胶囊和记录分析系统组成。胶囊为药丸形，内置有摄像与信号传输等智能装置。它通过受检者口服进入人体消化道系统，借助消化道蠕动使其在消化道内运动并拍摄沿途肠道内壁图像，医生在受检者体外借助图像记录仪和影像工作站系统就可清楚地了解受检者的整个消化道情况，从而对其病情做出诊断，胶囊最后自行排泄出体外。

针对糖尿病人研制的超小型的、模仿健康人体内葡萄糖检测系统的智能药丸，能被植入皮下，监测血糖水平，必要时释放出胰岛素，使人体内的血糖和胰岛素含量总处于正常水平。

对于这类体内微型诊疗机器人，其能量供给、定位和驱动涉及大量的电工技术，一些新型电磁驱动和能量传输技术得到了应用和发展。

利用外磁场驱动微型机器人是一种有效的方案。可以用巨磁致伸缩材料制成由交变磁场激励的微型机器人，用螺旋缠绕金属线的永磁材料可以制成由外部旋转磁场驱动的微型机器人，带有永磁磁块的微型机器人可由外部梯度磁场驱动。这些机器人本体不需要电机，也不需要能源，因此尺寸可以做得很小，有的已经做到直径小于 1.5mm。

对于进入人体的微型诊疗机器人，利用磁定位是一种快捷有效的定位方式。基本原理是：微型诊疗机器人内固定有一个永磁磁块，在人体外的多点测量磁场，由此可以计算出微型诊疗机器人的方位。

一般来讲，体内的永磁磁块的尺寸远小于检测点和永磁磁块之间的距离，因此永磁磁块可以等效为一个磁偶极子。

设磁偶极子的位置为 r_0 , m 为磁偶极子的磁矩 (m 的方向可以表示微型机器人的姿态), 空间中不含其他磁性物质, 则在空间中任一点 r (测量点) 的磁场为

$$B(m, r) = \frac{\mu_0}{4\pi r_p^3} [3(m \cdot r_p)r_p - r_p^2 m] \quad (9.8-28)$$

式中: B 为 r 点的磁感应强度; $r_p = r - r_0$ 为磁偶极子到检测点的矢径; $r_p = \|r_p\|$; μ_0 为真空磁导率。

由此, 磁定位问题等价于已知 N 个点 r_i ($i=1, 2, \dots, N$) 的磁感应强度 (或其某个分量), 求磁偶极子的位置 r_0 和磁矩 m 的方向 (一般 m 的大小是已知的)。根据磁场表达式 (9.8-28), 可以比较容易地确定磁定位的算法。

进入人体的微型诊疗机器人需要工作较长时间, 其体积受限, 因此能源供给是一个难题。通常的方法是采用微型电池供能, 但用微型电池会占用很大一部分空间, 而且目前电池容量还不能满足大功耗的微系统的需求; 另外电池含有有害成分, 一旦泄漏会对人体造成危害。利用电磁耦合方式的无线能量传输法进行能量的供给是一种可供选择的方案, 其基本原理是进入人体的微型诊疗机器人中带有接收线圈, 在体外合适位置布置有一个发射线圈, 两线圈耦合可以达到传输能量的目的。这种方式已经在一些植入式微机电系统中使用。

6 电工技术在疾病治疗中的应用

物理治疗是疾病治疗的重要方法。各种物理治疗离不开治疗设备, 这些设备涉及各种电工技术, 如电机、电源等。基于新原理的治疗装置的研制和应用已经并将进一步为保证人民健康、改善生活质量提供重要保障, 各种电工新技术在其中发挥着重要作用。应用较多的电工新技术包括脉冲功率技术和磁传动技术等。基于脉冲功率技术的电磁装置由于瞬态功率非常大, 对一些疾病的治疗效果显著, 如液电式体外冲击波碎石机已获得广泛应用, 基于陡脉冲电场对肿瘤细胞杀伤和抑制效应的治疗装置和基于脉冲强磁场技术的经颅磁刺激仪等已得到初步临床验证并有望获得实际应用。由于电磁力具有非接触特性, 在疾病治疗方法研究中有特殊的意义, 如基于磁力作用的磁性药物靶向治疗和基于磁耦合技术的人工心脏血流泵等已获得深入研究。

6.1 碎石机

结石症是常见病之一, 主要是胆结石和尿路结石。1969 年联邦德国 Dornier 公司开始研制体外冲击波碎石机。1980 年第一台体外冲击波碎石机应用于临床。体外碎石机主要由体外冲击波发生源、冲击波触发系统、冲击波与人体的耦合、结石定位系统、计算机控制操作系统和治疗床组成, 通常是通过 X 射线或 B 超对结石区进行定位。根据冲击波源的不同分为液电式体外冲击波碎石机、电磁式体外冲击波碎石机、压电式体外冲击波碎石机, 而根据冲击波与人体的耦合方式不同, 又可分为水槽式和水囊式。水囊式碎石机的特点是在反射体的顶部安装一个水囊, 治疗时利用水囊与人体接触, 由于患者无需浸入水槽, 避免了放电电流和人体的直接接触, 使治疗更为安全方便。

液电式体外冲击波碎石机的原理是利用“液电效应”产生冲击波以及冲击波可以被聚焦这一物理现象和特性。当电容器储存的电能在位于半椭球形反射体的第一焦点放电时产生强大的冲击波, 经过反射后在其第二焦点处聚焦, 形成一个高压力的聚焦区域, 在定位系统的协助下, 将结石准确定位在第二焦点上; 同时冲击波在传播过程中会在水和结石的

交界面处发生反射和折射, 形成压力波和张力波, 当压力 (或张力) 大于结石的抗压强度 (抗张强度) 时, 就会引起结石的破碎。

体外冲击波碎石术要求以最小的冲击波能量和最少的冲击次数使患者体内的结石得到充分粉碎。为了获得最佳的治疗效果, 一般要求冲击波压力幅值大于 30MPa, 压力脉冲上升时间为几百纳秒, 脉冲的半高宽小于 1μs。

典型的液电式体外冲击波碎石机的主要技术参数: 工作电压 12~15kV, 电容量 0.5μF, 放电电流 10kA, 放电电流周期 4.8μs, 压力幅值 39MPa, 上升时间 177ns, 脉冲的半高宽 0.54μs, 一次治疗冲击次数不超过 2500 次。

体外冲击波碎石术作为非侵入式治疗方法已成功地应用于各种尿路结石症的临床治疗, 并且在很短的时间内获得了迅速发展, 应用范围也已经扩大到胆结石的治疗。国外对新型碎石机的开发研制主要有两个方面: ①继续完善体外冲击波碎石机, 新型电磁式体外冲击波碎石机加上双 B 超机自动定位, 更加准确, 医生和患者不受 X 线辐射; ②新型激光碎石机的研制, 如微秒震波激光碎石机、自动识别组织的脉冲染料激光碎石机和绿宝石激光碎石机等。随着技术的发展, 它将在医疗领域得到更加广泛的应用。

6.2 经颅磁刺激

经颅磁刺激 (Transcranial Magnetic Stimulation, TMS) 是新近发展起来的一项用于脑功能研究的技术, 其基本原理是: 利用外部快速变化的磁场在脑组织内部产生感应电流, 当电流的大小、方向合适时即会使脑内神经元去极化或超极化, 进而兴奋或抑制神经活动。

早在 1896 年就有人观察到了磁致闪光现象, 但以后的很长时间里磁刺激研究并没有更深的进展。1985 年, Barker 等将平面线圈置于正常人运动皮层之上, 观察到了手肌抽动, 用表面电极在小指外展肌记录到了运动皮层诱发电位。这种方法后来被称为 TMS。由于 TMS 克服了传统电刺激的缺点, 具有非接触、无创、无痛或微痛等优点, 很快就成为研究脑生理、病理及思维与认知等脑功能研究的有力手段。国外已将 TMS 用于运动中中枢路径传导延迟检测、运动皮层兴奋性评价、颅脑术前定位及神经系统疾病预后等研究中。TMS 也被用于神经性药物的作用机制研究和精神障碍、抑郁症等疾病的治疗当中。在脑功能基础研究中, TMS 表现出了令人兴奋的潜在价值。TMS 可以激发或抑制神经元的活动, 可用于输入信号处理、记忆、视觉通路、语言功能等方面的研究, 同时 TMS 也被用于大脑可塑性方面的研究并取得了一定的进展。

磁刺激器的核心是产生时变的磁场。常用的方法是利用储存电能的电容器对线圈放电, 产生的脉冲电流通过线圈时可以形成脉冲磁场。磁刺激器一般由储能电容器、放电线圈、电能泄放回路以及充放电控制回路等几部分构成。如图 9.8-8 所示, 磁刺激器的电路模型可以用串联的 RLC 模型来表示。初始时开关 S1 闭合, 高压直流电源给电容器 C 充电; 充电完成后, 闭合开关 S2, 对线圈 L 进行放电, 从而产生所需的脉冲磁场。

线圈设计是整个经颅磁刺激系统设计的关键。线圈设计中两个重要的指标是聚焦性和刺激深度。线圈的形状和大

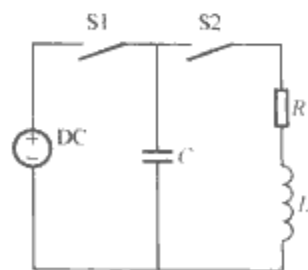


图 9.8-8 经颅磁刺激原理电路

小影响了磁场和感应电场的分布,从而改变有效刺激的范围,即聚焦性。常用的线圈形状主要是圆形和“8”字线圈。“8”字线圈在两圆中间的感应电场强度达到最大,圆线圈是在平均半径附近的圆环为有效刺激区域。因此,“8”字线圈比圆线圈有更好的聚焦性,也更容易定位操作。另外,随着离线圈距离的增加,感应电场强度按指数衰减,有效刺激面积也逐渐减小。刺激线圈直径越大,刺激的深度越深。但是直径越大,刺激范围也越大,聚集性变差。因此,设计线圈的时候需要根据不同的刺激深度和聚焦性的要求来优化其参数。

6.3 磁靶向治疗技术

磁靶向治疗的目的是提高治疗部位的药物浓度,降低不良反应,减少药物用量,提高药物的安全性、有效性和患者的顺从性。

磁靶向治疗可分为两种:磁性药物靶向治疗和磁靶向热疗。

磁性药物靶向治疗是近年来国内外竞相发展的一种新的治疗肿瘤的方法,它借助于磁场使具有磁响应的药物聚集在靶部位,精确控制药物释放,延长药效,提高靶部位药物的浓度,降低药物对正常组织的毒性和副作用。

磁靶向热疗的概念是在1957年由Gilchrist等提出的。由于交变磁场存在涡电流效应、磁滞效应、磁后效应、畴壁共振、自然共振等因素的影响,当外加交变磁场作用于铁磁物质时,可引起铁磁物质发热并导致其温度升高。磁靶向热疗就是基于以上原理,利用磁性微/纳颗粒进行热疗的一种方法。该方法能够克服现有加热技术的不足,精确地将肿瘤组织加热到有效治疗温度(41~45℃),并维持一定时间,从而确保癌细胞受到毁灭性的杀伤,与此同时,又避免靶区外正常组织的过热损伤。

在磁性药物靶向治疗研究中,磁性药物主要由磁性材料、高分子耦合剂和抗癌药物三部分构成,通过物理或化学的方法将抗癌药物、磁性材料包裹于高分子中。常用的磁性材料有 Fe_3O_4 磁粉、纯铁粉、铁磁流体或赤铁矿(如 $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$)等;高分子耦合剂有白蛋白、乳胶、聚乙二醇、中性葡聚糖、淀粉、磷脂酰胆碱、乙基纤维素、聚烷基氨基丙烯酸酯等;抗癌药物有阿霉素、甲氨蝶呤、丝裂霉素、米托蒽醌、顺铂等。

磁性药物在血液中的动力学问题是研究磁性药物在靶部位滞留情况的关键。对于单个磁颗粒来说,一方面要随血液流动,另一方面受到外加磁场的磁力,磁力的表达式与式(9.8-20)相同。当磁颗粒在磁力作用下移动时,受到载液反方向的黏滞阻力,假设磁颗粒为球形(半径为 r),则平衡时有

$$v = \frac{F}{6\pi\eta r} \quad (9.8-29)$$

$$F = f_{\text{mag}} V_p$$

式中: v 为磁颗粒相对于载液流体的速度; V_p 为磁颗粒的体积; η 为载液的黏滞系数。

研究表明磁性药物在靶部位的滞留率和载液的流速、磁颗粒的粒径、磁颗粒的磁化强度和外加磁场梯度有关。要有

效地使磁性药物聚集,除了增大磁性颗粒的体积和饱和磁化强度外,最有效的方法是增加外加磁场的梯度。因此磁体系统是磁性药物靶向治疗系统的关键设备。用于磁性药物靶向治疗的磁体设计有两种方案:①在肿瘤部位加外磁场,磁场装置可以是永磁磁体或电磁铁,结构可以采用单极式和双极式,单极式是指在肿瘤部位的一侧加磁极,而双极式是指在肿瘤部位的两侧加磁极,将上下磁极制成不同的形状使其产生不均匀磁场。目前在靶部位采用的磁场强度约为0.1~1.5T,磁场梯度约为10~100T/m;②将微小的永磁磁块移植到靶部位,由此可以将注入体内的药物聚集在靶部位。

与磁性药物靶向治疗系统不同,磁靶向热疗中需要的是能产生交变磁场的电磁装置。该装置主要由感应线圈、铁氧体磁心和高频激励电源组成,产生的磁场频率一般在20~100kHz左右,磁场强度为10~20kA/m。

6.4 人工心脏血流泵

用于人工心脏和心室辅助的各种血流泵的研究始于20世纪50年代,最初旨在替代生理心脏的泵血功能,在近半世纪的研制过程中,血泵从材质、结构、制作工艺、功能和使用寿命等方面均取得了显著的进展。血泵外磁场驱动是新一代血泵系统研究的重点,这种无接触能量传递方式的提出有效地解决了传统血泵系统的供能问题。

采用永磁齿轮作为人工心脏驱动方式,可避免一系列能量传递中间环节,简化装置,提高稳定性。永磁齿轮利用永磁磁体同极相斥、异极相吸的原理设计,每个永磁齿轮是由多个永磁块按N极S极相间的顺序组成的圆柱体,一对齿轮可在空间上彼此分离时较为稳定地传递动力,是磁力驱动方式中较好的一种选择。将一个永磁齿轮植入人体的主动脉瓣,体外的永磁齿轮主动旋转可以带动体内的永磁齿轮,从而可实现泵血的功能。

磁流体血泵也是一种新型的人工心脏血流泵,它是基于磁流体推进技术而提出的一种新的技术构想。由于人体血液具有导电特性,当其在电磁场的作用下,导电的血液就会产生电磁力——洛伦兹力,血液在电磁力的推动下产生运动,从而实现泵血功能。这种血泵没有高速旋转的机械装置置于血液流场中,消除了接触界面的化学性质对血液的影响。由于电磁力是一个体积力,在有效作用区域内流场分布比较均匀,不像叶轮泵那样由于叶轮的高速旋转使界面流场特性不均匀,导致血液流动缓慢的“死区”容易形成血栓,而某些流场梯度过大的区域容易对血球形成剪切破坏;也不像隔膜泵具有周期性挤压和变形的部件。因此,其寿命可以有大幅度的提高。磁流体血泵有直流和交流两种。对于直流磁流体血泵,其血液通道主要有直线形通道和圆筒形通道两种结构。一种典型的直流磁流体血泵是在人体静脉血管和动脉血管内各放置一对电极,人体平躺在一个C形磁体的磁场中,血液在电磁场的作用下就会流动,实现辅助心脏的功能;交流磁流体血泵由一个圆环形的磁体和一个相对固定的环形血液通道组成,当磁体以一定的速度作旋转运动时,会在通道内的血液产生感生电流,感生电流与磁场的相互作用,推动血液流动,实现血液的输送。

第9章 电加工技术

1 概述

电加工是将电能转化成适当形式的能量,以非固态物质或带电粒子为载体,将能量传送至工件,改变工件的几何尺寸或表面特征,使其达到所需的形状尺寸及表面质量要求的加工方法。

20世纪前的人类社会依靠人力及传统机械加工方法,创造了辉煌的文明。随着人类对放电现象、电物理认识与研究的深入,随着人类对制造效率的追求及加工范畴的扩大,随着半导体器件、信息技术、精密机械技术等的发展,电加工技术作为一种特种加工技术逐渐得到应用和发展。

从20世纪中叶的早期电火花机床发展至今,电加工技术经历了60多年的发展。现在的电加工技术是集电工技术、精密机械、电力电子技术、自动控制、检测技术、计算机技术、抗干扰技术等为一体的高新技术,具有可加工难切割材料,可进行微精及复杂形面加工等特点,是先进制造技术的重要组成部分,在现代制造中发挥着重要作用。

我国的电加工技术从早期电火花加工技术的引进发展至今,已形成自主研发能力。目前我国电加工机床年产量已超过5万台,为我国的模具制造业、航空航天、军工、汽车、IT、家电、建材等相关行业的发展提供了有力的装备支撑。

广泛的电加工包括电火花加工、电化学加工、电子束加工、激光加工、离子束加工、等离子体加工及超声波加工等。本章主要介绍电火花加工、电化学加工及高能束流加工技术。

2 电火花加工技术

电火花加工是一种直接利用脉冲放电电能及其产生的热、力作用进行加工的新工艺。它利用在工作液中工具和工件之间脉冲性火花放电时的电腐蚀现象来蚀除工件上的多余材料,以达到对工件的尺寸、形状及表面质量预定的加工要求。

2.1 电火花加工的特点和用途

2.1.1 电火花加工的特点

(1) 适合于难切削材料的加工。由于加工中材料的去除是靠脉冲放电时产生的热和力的作用实现的,材料的可加工性主要与材料的导电性及热学特性,如熔点、沸点(气化点)、比热容、热导率、电阻率等有关,而几乎与其力学性能(硬度、强度等)无关。这样可以突破传统切削加工对刀具的限制,实现用软的工具加工硬、韧的工件,如硬质合金、淬火模具钢,甚至可以加工像聚晶金刚石、立方氮化硼类的超硬材料。电极材料多采用纯铜或石墨,因此工具电极较容易加工制造。

(2) 可以加工特殊及复杂形状的零件。由于加工中工具与电极不直接接触,没有类似机械加工的切削力,因此适宜加工低刚度工件及微细加工。由于可以简单地将工具电极的形状复制到工件上,因此特别适用于复杂表面形状工件的加工,如复杂型腔模具加工等。采用数控技术后,用简单的电极也可加工复杂形状工件。电火花线切割加工,用直径为0.08~0.2mm电极丝切割复杂形状工件更是一般机械加工

无法实现的。

(3) 易于实现加工过程自动化。由于是直接利用电能加工,而电能、电参数较机械量易于实现数字控制、自适应控制、智能化控制和无人化操作等。

(4) 可以改进结构设计、改善结构的工艺性。可以将拼镶结构的硬质合金冲模改为用电火花加工的整体结构,可减少加工工时和装配工时,延长了模具的使用寿命。喷气发动机的叶轮,采用电火花加工后可以将拼镶、焊接结构改为整体叶轮,既提高了工作可靠性,又减小了体积和质量。

电火花加工也有其局限性:不易加工非导电材料、加工速度一般较慢、存在电极损耗、最小角部半径有限制、加工表面有变质层甚至微裂纹等。

2.1.2 电火花加工的主要用途

由于电火花加工具有许多传统切削加工无法比拟的优点,因此其应用领域日益扩大,目前已广泛应用于模具制造、宇航、航空、电子、原子能、仪器仪表、电机电器、精密微细机械、汽车、工程机械、轻工等行业,以解决难加工材料及复杂形状零件的加工问题。加工范围已达到小至几十微米的小轴、孔、缝,大到几米的超大型模具和零件。电火花还可用于表面强化和改性,如金属表面高速淬火、渗氮、渗碳、涂覆特殊材料及合金化等。

2.2 电火花加工的原理和基本规律

2.2.1 电火花加工的基本原理

电火花加工原理如图9.9-1所示。工件1与工具4组成阴阳两极,分别与脉冲电源2的两端相连接。自动进给调节装置3使工具和工件间保持一个很小而适当的放电间隙。当脉冲电压加到两极之间时,绝缘强度最低的工作液被击穿,局部产生火花放电,在放电产生的热和力的作用下使工具和工件表面都蚀除掉一小部分金属,并各自形成一个小凹坑,如图9.9-2所示。

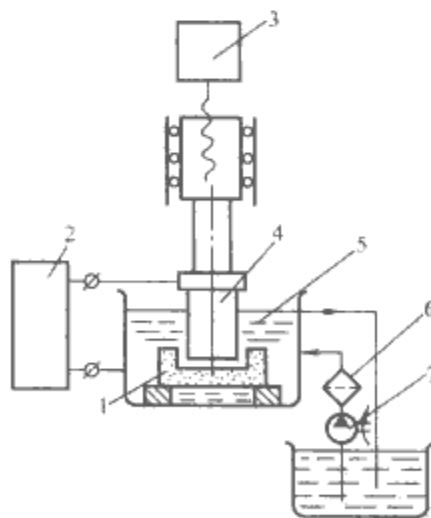


图 9.9-1 电火花加工原理示意图

1—工件; 2—脉冲电源; 3—自动进给调节装置;
4—工具; 5—工作液; 6—过滤器; 7—工作液泵

脉冲放电结束后,经过一段间隔时间(即脉冲间隔),工作液恢复绝缘后,第二个脉冲电压又加到两极上,此时又

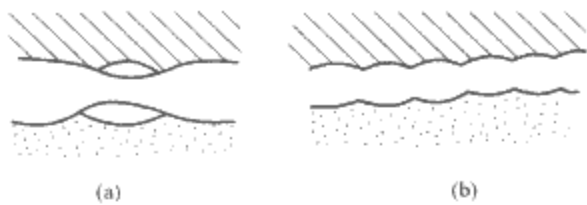


图 9.9-2 电火花加工表面局部放大图
(a) 单个脉冲放电后的电蚀坑;
(b) 多次脉冲放电后的电极表面

会在绝缘强度最弱处击穿放电，电蚀出一个小凹坑。随着电极间连续不断地放电，工具电极不断地向工件进给，就可将工具端面 and 横截面的形状复制在工件上，加工出所需要的和工具形状阴阳相反的零件，整个加工表面由无数个小凹坑组成。

2.2.2 电火花加工的机理与过程

每次电火花腐蚀的微观过程都是电场力、电动力、热力、流体动力、电化学和胶体化学等综合作用的过程。该过程大致可分以下四个连续阶段：极间介质的电离、击穿，形成放电通道；介质热分解、电极材料熔化、气化热膨胀；电极材料的抛出；极间介质的消电离。

2.2.2.1 极间介质电离、击穿，形成放电通道

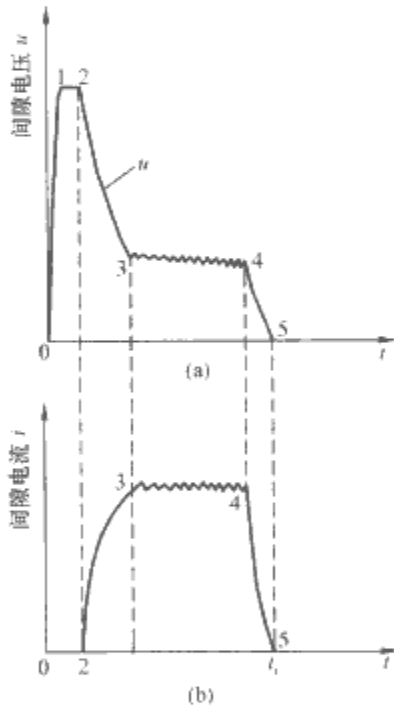


图 9.9-3 极间放电电压和电流波形
(a) 电压波形；(b) 电流波形
0~1—电压上升段；1~2—击穿延时；
2~3 电压下降、电流上升段；3~4—火
花维持电压和维持电流；4~5—电压、
电流下降段

图 9.9-3 为矩形波脉冲放电时的电压波形 [见图 9.9-3 (a)] 和电流波形 [见图 9.9-3 (b)]。当脉冲电压施加于工具电极与工件时 (图 9.9-3 中 0~1 段和 0~2 段)，两极之间形成一个电场。由于工具电极和工件的微观表面凹凸不平，极间距离又很小，因而极间电场强度很不均匀，两极间距离得最近的突出点或尖端处的电场强度一般来说最大。

在电场作用下，工作液介质中的杂质将使极间电场更不均匀，当阴极表面某处的电场强度增加到一定值时，就会产生场致电子发射，由阴极表面向阳极逸出电子。在电场作用下电子向阳极漂移，并撞击工作液介质中的分子或中性原子，产生碰撞电离。随着带电粒子雪崩式增多，导致介质击穿，电阻率迅速降低，形成放电通道。

放电通道是由数量大体相等的带正电和带负电粒子以及中性粒子组成的等离子体。正、负带电粒子相向高速运动并相互碰撞，产生大量的热，使通道温度相当高，但分布是不均匀的，从通道中心向边缘逐渐降低。受周围介质惯性动力压缩效应的作用，通道瞬间扩展受到很大阻力，故放电开始阶段通道截面很小，而通道内由高温热膨胀形成的初始压力可达数十兆帕。

2.2.2.2 介质热分解、电极材料熔化、气化及放电通道的热膨胀

极间介质被电离、击穿，形成放电通道后，通道内的阳极和阴极表面成为瞬时热源，并向电极内部传热，使之达到很高的温度。通道高温将工作液热裂分解气化，也使金属材料熔化甚至气化，这些气化的工作液和金属蒸气，在放电间隙内成为气泡，并迅速热膨胀。

2.2.2.3 电极材料的抛出

随着放电的发展，放电通道进一步膨胀至最大，气泡向外扩展，在电动力共同作用下过热金属和蒸气被排挤、抛出而进入工作液中。当泡内压力降低时，过热金属低压蒸发。放电结束后，气泡持续扩展至最大，大量的过热金属低压蒸发，同时也把过热的熔融金属一起抛出，在阴、阳极上形成凹坑。

由于表面张力和内聚力的作用，抛出的材料具有最小的表面积，冷凝时凝聚成细小的圆球颗粒 (直径约 0.1~300 μm ，随脉冲能量而异)。图 9.9-4 (a)~(d) 为放电过程中四个阶段放电间隙状态的示意图。

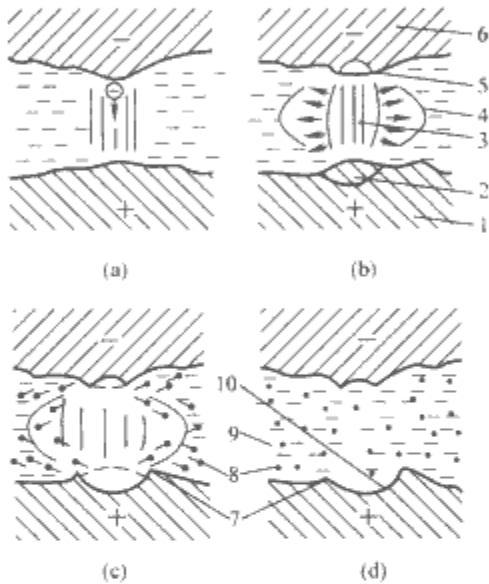


图 9.9-4 放电间隙状况示意图
1—正极；2—从正极上熔化并抛出金属的区域；
3—放电通道；4—气泡；5—在负极上熔化并抛
出金属的区域；6—负极；7—翻边凸起；8—在
工作液中凝固的微粒；9—工作液；10—放电
形成的凹坑

实际上熔化和气化了金属在抛离电极表面时，向四处飞溅，除绝大部分抛入工作液中收缩成小颗粒外，还有一小部分飞溅、镀覆、吸附在对面的电极表面上。这种互相飞溅、镀覆以及吸附的现象，在某些条件下可以用来减少或补偿工具电极在加工过程中的损耗。

熔融材料抛出后，在电极表面形成放电痕。熔化区未被抛出的材料冷凝后残留在电极表面，形成熔化层，在四周形成稍凸起的翻边。熔化层下面是热影响层，再往下才是无变化的材料基体。

2.2.2.4 极间介质的消电离

随着脉冲电压的结束，脉冲电流也迅速降为零，图 9.9-3 中 4~5 段标志着一脉冲放电结束，但此后仍应有一段间隔时间，使间隙介质消除电离，即放电通道中的正负带电粒子复合为中性粒子，恢复本次放电通道处间隙介质的绝缘强度，以及降低电极表面温度等，以免下次总是重复在同一处电离击穿而导致电弧放电，保证在别处绝缘强度最低处形成下一放电通道。

为保证电火花加工过程正常，在两次脉冲放电之间要有足够的脉冲间隔时间。这一脉冲间隔时间的选择，要考虑介质本身消电离所需的时间，以及电蚀产物排离放电区域的难

易程度。此外还应使击穿、放电点分散、转移,若在某一点附近放电,易形成电弧。

此外,选用适当性能的工作液及其供给方式也是保证电火花加工过程稳定而高效的重要手段,必须进一步研究与改进。特别是对煤油工作液的热分解、裂变,带电碳微粒在正电极上的吸附等胶体化学现象等,都还需要进一步研究。

2.2.3 电火花加工的基本规律

本节主要对电火花加工时影响放电腐蚀量、工件的加工速度、电极的损耗速度、加工精度及表面质量的因素进行论述。

2.2.3.1 影响放电腐蚀的主要因素

电火花加工过程中,材料被放电蚀除的规律十分复杂。研究影响材料放电蚀除量的因素,对应用电火花加工方法提高电火花加工的生产率、降低工具电极的损耗是极为重要的。

(1) 极性效应。电火花加工过程时,两电极接脉冲电压极性不同,造成腐蚀量不同的现象称为极性效应。工件接脉冲电源的正极,工具电极接负极时,称为正极性;反之,工件接脉冲电源的负极,工具电极接正极时,称为负极性。极性效应是一个较为复杂的问题。它除了受脉宽、脉冲间隔时间的影响外,还要受到正极吸附炭黑保护膜和脉冲峰值电流、放电电压、工作液以及电极材料等因素的影响。从提高加工生产率和减少工具损耗的角度来看,极性效应越显著越好,故在电火花加工过程中必须充分利用极性效应。当用交变的脉冲电流加工时,单个脉冲的极性效应便相互抵消,增加了工具的损耗。因此,电火花加工一般都采用单向脉冲电源。除了充分地利用极性效应,正确地选用极性,最大限度地降低工具电极的损耗外,还应合理选用工具电极的材料,根据电极对材料的物理性能和加工要求选用最佳的电参数,使工件的蚀除速度最大,工具损耗尽可能小。

(2) 电参数。研究表明,在连续的电火花加工过程中,无论阳极或阴极,单个脉冲的蚀除量 q' 与单个脉冲能量 W_M 在一定范围内均成正比。某一段时间内的总蚀除量 q 约等于这段时间内各单个有效脉冲蚀除量的总和,故阳、阴极的蚀除速度与单个脉冲能量、脉冲频率成正比。单个脉冲放电所释放的能量取决于极间放电电压、放电电流和放电持续时间。提高电蚀量和生产率的途径在于:提高脉冲频率,增加单个脉冲能量,或者增加单个脉冲平均放电电流和脉冲宽度,减小脉冲间隔等。实际生产时要考虑到这些因素之间的相互制约关系和对其他工艺指标的影响,例如脉冲间隔时间过短将产生电弧放电;随着单个脉冲能量的增加,加工表面粗糙度值也随之增大等。

(3) 金属材料物理常数。物理常数包括熔点、沸点(气化点)、热导率、比热容、熔化热、气化热等。当脉冲放电能量相同时,金属的熔点、沸点、比热容、熔化热、气化热越高,则电蚀量越小,其加工的难度就越大;另一方面,热导率越大的金属,由于较多地把瞬时产生的热量传导散失到其他部分,因而降低了本身的蚀除量,也不易加工。当脉冲能量一定时,有一个使工件电蚀量最大的最佳脉宽。由于各种金属材料的物理常数不同,故获得最大电蚀量的最佳脉宽还与脉冲电流幅值有相互匹配的关系。

(4) 工作液。电火花加工过程中,工作液的作用是:形成火花击穿放电通道,并在放电结束后迅速恢复间隙的绝缘状态;对放电通道产生压缩作用;帮助电蚀产物的抛出和排除;对工具、工件的冷却作用。它对电蚀量也有较大的影响。介电性能好、密度和黏度大的工作液有利于压缩放电通

道,提高放电的能量密度,强化电蚀产物的抛出效果;但黏度大不利于电蚀产物的排出,影响正常放电。而电火花线切割的工作液则要求清洗性好、黏度低、介电性能适中即可。电火花成形加工主要采用油类作为工作液,粗加工时采用机油,中、精加工时选用细度小、流动性好、渗透性好的煤油作为工作液。水的绝缘性能和黏度较低,在同样加工条件下,和煤油相比,水的放电间隙较大、对通道的压缩作用差、蚀除量较少,且易锈蚀机床,但经过采用各种添加剂,可以改善其性能。最新的研究成果表明,水基工作液加工时的加工速度远高于煤油,甚至接近切削加工,但在大面积精加工中较煤油还有一段距离。

(4) 其他因素。影响电蚀量的还有一些其他因素,主要包括加工过程的稳定性、电极材料蚀除物的抛出速度、电化学沉积等。

2.2.3.2 电火花的加工速度和工具电极的损耗速度

电火花加工时,工具和工件同时遭到不同程度的电蚀,单位时间内工件的电蚀量称为加工速度,亦即生产率;单位时间内工具的电蚀量称为损耗速度。

(1) 加工速度。加工速度一般常用体积加工速度 v_W 来表示,即被加工掉的体积 V 除以加工时间 t

$$v_W = V/t \quad (9.9-1)$$

有时为了测量方便,也用质量加工速度 v_m 表示,单位为 g/min 。电火花线切割加工通常用单位时间所切割的面积来表示,单位为 mm^2/min 。提高加工速度的途径在于提高脉冲频率,增加单个脉冲能量,设法提高工艺系数。同时还应考虑这些因素间的相互制约关系和对其他工艺指标的影响。电火花成形加工速度分别为:粗加工(加工表面粗糙度 R_a 为 $10 \sim 20 \mu m$) 时可达 $200 \sim 300 mm^3/min$,半精加工(R_a 为 $2.5 \sim 10 \mu m$) 时降低到 $20 \sim 100 mm^3/min$,精加工(R_a 为 $0.32 \sim 2.5 \mu m$) 时一般都在 $10 mm^3/min$ 以下。加工速度与加工电流有关,对电火花成形加工,每安培加工电流的速度约为 $10 mm^3/min$ 。电火花线切割机床验收合格的标准是在 $R_a \leq 2.5 \mu m$ 时,切割速度不小于 $20 mm^2/min$ 。

(2) 工具电极相对损耗速度和相对损耗比。在生产实际中,采用相对损耗或损耗比 θ 作为衡量工具电极损耗的指标,即

$$\theta = \frac{v_E}{v_W} \times 100\% \quad (9.9-2)$$

式中: v_E 为工具损耗速度,加工速度和损耗速度以 mm^3/min 为单位计算,则 θ 为体积相对损耗。

为了降低工具电极的相对损耗,首先要选择与工件配对的工具电极材料,必须很好地利用电火花加工过程中的各种效应,主要包括极性效应、吸附效应和传热效应等。其次,要选用合适的工作液。更重要的是选择适用于低耗高效加工的电流波形,可以在使用相同放电能量下取得更好的加工效果。上述因素是相互影响并综合作用的。电火花线切割加工中的电极损耗表现在电极丝直径变细,同时会使工件尺寸精度和表面质量受到影响,故应及时更换。

2.2.3.3 影响加工精度和表面粗糙度的主要因素

(1) 影响加工精度的主要因素。与通常的机械加工一样,机床本身的各种误差以及工件和工具电极的定位、安装误差都会影响到加工精度,这里主要讨论与电火花加工工艺有关的因素。影响电火花加工精度的主要因素有放电间隙的大小及其一致性,工具电极的损耗及其稳定性。影响电火花加工形状精度的因素还有“二次放电”。二次放电是指已加

工表面上由于电蚀产物等的介入再次产生的非必要放电，它使加工深度方向产生斜度并使加工棱角棱边变钝。电火花加工的精度可达 0.01 ~ 0.05mm，在精密光整加工时可小于 0.005mm。

影响电火花线切割加工精度的一个重要因素是工件材料（如淬火模具钢）在切割过程中的内应力随切缝延伸而释放。多次切割加工，配合数控间隙补偿技术，是既省时又能保证工件加工精度的好方法。如果不进行多次切削加工，则要设计好工件的装卡与切割途径，使变形部分处于工件之外，这也是线切割保证精度的方法。此外，工作液的清洗程度、电极丝的运动精度、导轮轴承的状况是否良好也都与加工质量密切相关。

(2) 影响表面粗糙度的主要因素。电火花加工表面粗糙度通常用微观轮廓平面度的平均算术偏差 R_a 表示，也有用微观轮廓不平度平均高度值 R_x 或用微观轮廓平面度的最大高度值 R_{max} 表示，测量仪器多用 R_a 表示。对表面粗糙度影响最大的是单个脉冲能量，工件材料的熔点对加工表面粗糙度也有影响。在用乳化液进行电火花线切割加工中发生的电解作用有助于使毛刺变钝，可改善加工表面粗糙度。近年来国内外出现了“混粉加工”新工艺，可以较大面积地加工出 R_a 为 0.05 ~ 0.1 μm 的光亮面。其办法是在煤油工作液中混入硅或铝等导电微粉，使工作液的电阻率降低，放电间隙成倍扩大，分布电容成倍减少；同时每次从工具到工件表面的放电通道，被微粒分割形成多个小的火花放电通道，到达工件表面的脉冲能量“分散”得很小，相应的放电痕也就较小，可以稳定获得大面积的光整表面。

2.3 电火花加工工艺及方法

2.3.1 电火花加工的工艺参数及选择

电火花加工的工艺参数分为电参数和非电参数。电参数主要是脉冲电源的参数，有加工极性、脉宽、脉间、峰值电压、峰值电流等。非电参数主要有冲油或抽油的方式、压力、流量、抬刀高度、频率、平动方式和平动量的大小等，它们相互影响，给参数的选择增加了难度。本节主要讲述电参数的选择。

为了能正确选择电火花加工参数规准，使其有章可循，人们根据工具电极、工件的材料、加工极性、脉宽、峰值电流等主要参数对表面粗糙度、放电间隙、蚀除速度和电极损耗率等四个主要工艺指标的影响，事先做成工艺曲线图表，按此来选择电火花加工的参数规准。

第一步是在分析工件的特点和技术要求（如表面粗糙度、尺寸、公差精度）等工艺技术指标的基础上，根据工件材料、技术要求、工具电极的易加工性及成本等来选择工具电极的材料，如黄铜、纯铜、石墨或铜钨、银钨合金等。

之后选择加工极性等工艺参数规准，大部分工件一般要分成粗、中、精几种规准依次转换，既要保证工件的技术要求，又要保证尽可能高的生产效率。脉冲间隔时间的选择，粗加工长脉宽时取脉宽的 1/10 ~ 1/5，精加工时取脉宽的 2 ~ 5 倍。

加工面积小时不宜选择过大的峰值电流，否则会使电极间隙内电蚀产物过浓而造成放电集中，易于拉弧。表 9.9-1 为不同工具电极材料加工钢时可采用的最大电流密度。为了防止可能引起的电弧放电，实际采用较保守的电流密度，常低于表中的最大值。一般小面积时以保持 3 ~ 5 A/cm²，大面积时保持 1 ~ 3 A/cm² 的电流密度为宜。

电火花线切割中出现了自适应分组脉冲电源，即脉冲电源设计成在发出一组相同间隔的脉冲后，停止一段可控间隙，再发一组脉冲，而可控间隙时延的长短，可根据放电间隙信号自动调节，取得了良好效果。

表 9.9-1 加工钢时可采用的最大电流密度

| 工具电极材料（极性） | 电流密度（A/cm ² ） |
|------------|--------------------------|
| Cu（+） | 15~25 |
| Cr（+） | 10~12 |
| Cr（-） | 6~8 |
| CuW（+或-） | 8~15 |
| 硅铝明合金（+） | 2~5 |

2.3.2 电火花加工的工艺方法

2.3.2.1 电火花成形加工

电火花成形加工的对象主要是各种型腔模，包括锻模、压铸模、胶木模、塑料模、挤压模等，也包括一些型腔零件。对型腔模的电火花加工，既要求蚀除量大，加工速度高，又要求电极损耗低，并保证所要求的精度和表面粗糙度。型腔模电火花加工主要有单工具电极直接成形法、单电极平动法、多电极更换法和分解电极法等。

电火花成形加工设备一般由脉冲电源、自动控制系统和机床三部分组成。脉冲电源的作用是为电火花成形加工提供放电能量。自动控制系统的作用是控制机床按指令运动、控制脉冲电源的各项参数及监控加工状态等。机床的作用是使电极与工件的相对运动保持一定的精度，并通过工作液循环过滤系统强化蚀出产物的排除，使加工正常进行。

电火花成形加工的基本工艺技术包括电极、工件的准备，电极与工件的装夹定位，冲抽油方式的选择，加工规律的选择、转换，电极缩放量的确定及平动（摇动）量的分配等。

多轴数控电火花成形加工与普通电火花成形加工工艺相比，不仅省力，更主要是扩展了应用范围，保证了加工质量，缩短了加工周期。两者的主要区别在于自动和自主两项功能。另外，多轴数控机床可以在除安装面之外的任意面上进行加工；再者，传统单方向进给平动修侧面方式也随之被扩展为可以在任意平面上多轨迹平动加工。因此，多轴数控电火花成形加工有其更先进和独特的工艺技术。

2.3.2.2 电火花线切割加工

电火花线切割加工与其他电火花加工一样，其加工速度与工件材料的力学性能（硬度和韧性等）无关，常用来加工淬火钢、硬质合金、磁钢以及不锈钢等金属材料，也可以加工金刚石、陶瓷之类的非金属材料 and 半导体材料，主要用于冲模、挤压模、拉伸模、塑料模、电火花成形用的工具电极以及各种复杂零件加工等。由于电火花线切割机的加工速度和精度迅速提高，已达到可与坐标磨床相竞争的程度，加上它所能加工的内角半径很小，使许多采用拼结构和曲线磨削加工的复杂模具和零件现都改用电火花线切割加工。此外，由于电火花线切割的切缝较细而蚀除量较少，更适于加工高价材料，如宝石和半导体的切割等。

电火花线切割机按其轨迹控制方法不同可分为靠模仿形电火花线切割机、光电跟踪电火花线切割机及数控电火花线切割机三大类。随着计算机技术的飞速发展，数控方式的优越性越来越突出，它不仅可以方便地编制各种复杂的加工程

序,实现丝径的偏移补偿和加工图形的缩放,而且还可以通过齿隙补偿和螺距补偿闭环控制技术,获得很高的加工精度。此外,数控系统的控制功能强还为实现四轴联动加工和智能化加工创造了条件,有助于电火花线切割加工过程自动化程度进一步提高。目前,数控电火花线切割机已成为电火花线切割市场的主流产品。国内广泛采用DX-1乳化液为线切割的工作液,该乳化液随我国线切割机床的出口而远销海外。

国内通用快走丝数控电火花切割机通常由脉冲电源、数控系统和带有高速走丝系统及工作液循环、净化装置的机床三部分组成。其数控装置的核心有八位单片机,也有通用PC机,且性能好的都具备自动编制线切割程序功能,只要输入工件图中关键坐标和要求即可实现。

2.3.2.3 电火花磨削加工

电火花磨削加工时,工具电极和工件间并不接触,且放电爆炸力很小,不易引起工件及工具电极的变形,适用于各类低刚度零件,诸如细长杆、薄壁环形工件、蜂窝结构件以及高硬度、高黏度的高温合金等常规机械磨削难以加工的平面、窄槽、型孔等的加工。

常见的电火花磨削方式主要有周边磨削,如电火花外圆磨削、内圆磨削及轮缘平面磨削等;端面磨削,如立轴平面磨削、双端面磨削等;成形磨削,如齿轮磨削、花键磨削、螺纹磨削等。

电火花磨削的工艺特点主要有:

(1) 机械作用力很小,特别适合于薄壁弱刚性零件的磨削加工。

(2) 通过控制脉冲电源的电参数,能获得较高的加工精度和良好的表面粗糙度。

(3) 加工范围广,如内、外圆,平面,螺纹,花键,齿轮等成形面,各类成形刀具等。

(4) 对小批量试制工作,可由毛坯直接磨削成形。

(5) 工件及工具电极的转速较机械磨削低很多,约 $0.2\sim 0.5\text{m/s}$ 。

(6) 工具电极与工件间放电面积在多数情况下比较小,故电火花磨削加工效率低于常规电火花加工效率。

实用中要根据工件加工部位的形状及结构、刚性等因素综合考虑确定磨削方式。

2.3.2.4 特殊和非导电材料的电火花加工

为区别于黑色金属、有色金属等传统工业材料,将采用常规制造方法难以加工的材料统称为特殊材料。应用较为普遍的特殊材料有硬质合金、立方氮化硼、聚晶金刚石、各种半导体材料(如单晶硅、锗和砷化镓、锑化镓等)及某些既硬又脆的宝石(如红宝石、蓝宝石等)和金刚石等非导体材料。采用特种加工(如激光、超声波、电火花等)解决特殊材料零件的加工制造,是较为经济实用的工艺方法。

(1) 聚晶金刚石等超硬材料。电火花加工聚晶金刚石的原理是利用火花放电时产生的高温将黏结剂熔化、气化,并使部分金刚石颗粒碳化或从基体脱落。其他如工程陶瓷及立方氮化硼等导电的超硬材料同样可以采用电火花加工工艺。北京市电加工研究所在此方面取得了良好的技术经济效果。聚晶金刚石电火花加工的工艺特点如下:

1) 对于聚晶金刚石的整体导电性来说,聚晶金刚石属不良导体。电火花加工时宜采用较高的峰值电压(通常不低于 180V)。

2) 聚晶金刚石的导热性极好(优于银、铜),加工时电

流脉冲的前沿要陡、脉冲宽度要窄,以减小热传导损失。

3) 为提高聚晶金刚石粗、中加工速度,应大幅提高放电爆炸力,而精加工时,应减小放电能量,主要依靠电热效应使金刚石在局部、瞬时热作用下表面碳化,达到精加工的目的。

4) 加工所用最佳脉冲参数要针对不同型号的聚晶金刚石通过试验摸索确定。

(2) 非导电材料。一切导电材料,包括金属、非金属、半导体等,都可采用电火花加工技术将其切断、打孔或成形加工。但对非导电材料,由于其不导电或电阻率很高,难于火花击穿并形成放电回路,因此也就难于进行电火花加工。随着非导电的工业陶瓷材料如氧化铝、氧化锆、氮化硅、高电阻率的聚晶金刚石以及立方氮化硼等超硬材料的广泛应用,近年来电加工界竞相研究非导电材料的电火花加工技术,并取得了一定进展。用到的主要方法有高压辉光放电加工、电解电火花放电复合加工、机械电解电火花复合加工及充气式电解电火花复合加工。

2.3.2.5 气体介质中的电火花加工

气体介质中电火花加工是把干燥的气体作为工作介质进行加工,不仅解决了环境和安全问题,还有一些难得的加工特性。气体介质中电火花加工的特点是:安全,不污染环境;电极损耗小;放电加工时反作用力小,有利于微细加工;选择合适的气体,有望提高加工特性。

3 电化学加工技术

3.1 电解加工的基本原理及规律

3.1.1 电解加工过程的电化基础

3.1.1.1 电解加工

电解加工是基于电化学反应获得制品的工艺技术,它是在外电源作用下使某种金属发生电化学阳极溶解的过程,其制品是具有一定尺寸精度的零件。

电解加工中,零件接到电源的正极,工具接电源负极,两极之间以微小间隙($0.2\sim 0.3\text{mm}$)对放,把电解液压送到初始间隙中,并以 $5\sim 20\text{m/s}$ 的速度流过,若在正、负电极间通以一定的直流电压($5\sim 20\text{V}$),就会使工件阳极按照工具阴极的形状进行选择性的蚀除。若使阴极以一定速度向工件进给,当达到预定加工深度时,就能获得所需加工形状的工件。电解加工是在电化学抛光的基础上发展起来的,它采用大功率电源,通过夹持阴极的机床主轴头的持续送进,维持阴、阳极之间的一定距离,高压泵向间隙输入高速流动的电解液,及时带走蚀除产物和热量,实现工件阳极的高速溶解成形。电解加工装置的原理如图9.9-5所示。

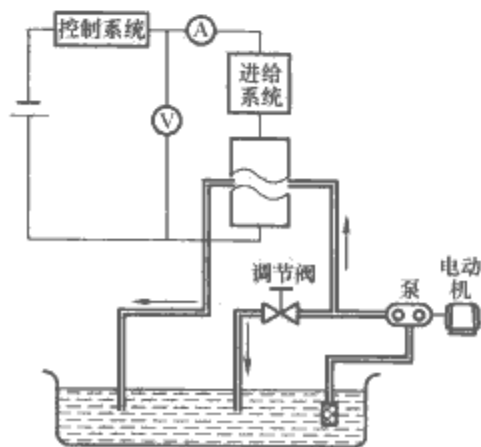


图 9.9-5 电解加工装置原理图

3.1.1.2 外电场作用下电极的极化

(1) 电极的极化。在平衡电位下,体系处于热力学平衡状态,电极上正、逆电化学反应的速度很小,电极上没有外电流通过。在外电源驱动下,有较大的外电流通过电极和电解池,这时,电极电位就会偏离平衡时的电位,这种现象称为极化。由于电极反应本身的迟缓性,相对于外电流显得速度太小,造成了电极电位的偏移,这种极化称之为电化学极化。如果电化学反应的速度足够快,而离子扩散的速度相对缓慢,与电化学反应速度相比,溶液深处的反应物来不及扩散到电极表面,或者反应产物来不及向溶液深处扩散,电极表面的溶液浓度就会偏离溶液深处的浓度,这种由于扩散阻力造成的电位偏离平衡状态的现象称为浓差极化。电化学极化和浓差极化导致的电位偏离的大小取决于电极上通过电流的大小。

(2) 极化曲线。极化曲线是描述电流密度与电极电位之间关系的曲线。它是针对具体的电极体系实际测量得到的。测量方法按照自变量的选择,可以分为控制电位法和控制电流法。按照某一规律(给定信号)改变电位(或电流),记录随之变化的电流(或电位),测量装置如图9.9-6所示。

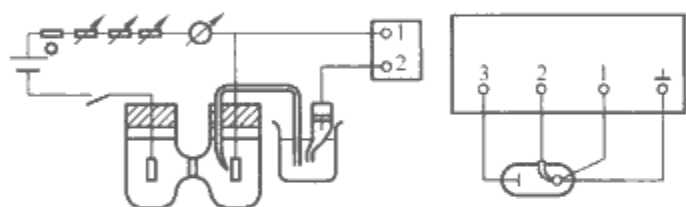


图 9.9-6 极化曲线测试装置示意图

1—研究电极; 2—参比电极; 3—辅助电极

按照电极过程是否与时间因素有关,又可将测量方法分为稳态法和暂态法。稳态法用于测定电极过程达到稳定状态后的电流密度与电极电位的关系。暂态法测得的极化曲线包含时间因素对电极过程的影响。

3.1.1.3 电解去除量的计算

电解加工工件尺寸由加工参数控制,一般可基于法拉第定律,根据已知条件,按照体积去除量计算应给定的加工参数;也可根据预先选定的加工参数计算加工尺寸,加工后对零件尺寸进行测量、比较,然后再对加工参数、加工条件作某些修正。

(1) 法拉第定律。法拉第首先发现:电极界面上发生的电化学反应的物质的量与所通过的电量成正比,此即法拉第一定律;当相同电量通过不同电极界面时,电极上析出或溶解的物质的量与其电化学当量成正比,或者说,当界面上有1mol的任何物质发生反应时,它们消耗的电量是相等的,此即法拉第二定律。法拉第定律描述的在电极界面上发生反应元素的质量与通过电量之间的关系为

$$W = kQ = kIt \quad (9.9-3)$$

式中: W 为发生反应元素的质量, g ; Q 为通过电极界面的电量, $A \cdot s$; I 为电流, A ; t 为电流流过时间, s ; k 为质量电化当量, $g/(A \cdot s)$ 。

质量电化当量是通过单位电量所能进行反应的某种物质的质量。每种元素的质量电化当量可以由其原子量 A 和法拉第常数 F 求得,即

$$k = A/nF \quad (9.9-4)$$

式中: n 为原子价, $F=96\,500\,A \cdot s/mol$ 。

在电解加工时,最终要保证的是零件的尺寸,用质量电化当量来计算不方便,因此引出体积电化当量,以便于按体

积计算发生反应元素的体积。体积电化当量计算式为

$$V = W/\rho = kIt/\rho = \omega It \quad (9.9-5)$$

式中: ρ 为发生反应元素的密度, g/cm^3 ; V 为发生反应元素的体积, cm^3 ; ω 为体积电化当量, $cm^3/(A \cdot s)$ 。

(2) 电流效率。电极上发生了副反应或产生了机械剥落时,副反应的发生消耗了一部分电量,使实际被加工金属小于按公式计算的值;机械剥落常因材料组织不均匀造成,它使实际金属蚀除量大于按公式计算的值;还有可能是因为金属以几个化合价溶解,理论计算时采用的化合价低于或高于实际溶解的化合价,也会导致理论计算值偏离实际加工结果。为此,引入电流效率 η 的概念,它等于实际反应物量与理论计算物量的比值,于是式(9.9-3)和式(9.9-5)可改写为

$$W = \eta kIt \quad (9.9-6)$$

$$V = \eta \omega It \quad (9.9-7)$$

3.1.2 电解加工间隙中的电场

电解加工是一种非接触式加工,加工过程中阴极和阳极之间的距离称作加工间隙。在电解加工过程中,工具阴极和工件阳极之间充满着高速流动的电解液,由于外加电源电压施加于两极,流经两极间隙的电解液中有相应的电流通过,从而在间隙电解液中形成了一个电流场,其电位、电流密度的时间、空间分布直接影响电解加工的速度和成形精度。本节主要分析电解加工间隙电场中的电位、电流分布及其对电解加工成形规律的影响。

3.1.2.1 电解加工间隙中的电场分布

在电解加工过程中,由于电场的作用,电解液中的正离子向工具阴极移动,负离子向工件阳极移动,形成了从工件阳极流向工具阴极的电流,从而构成了电流场。本节所论及的电解加工间隙中的电场视作无源导电媒质中的电场。假设电解液各向同性,该电场的电位分布符合拉普拉斯方程。

将阴极表面和阳极表面视为不同电位的等位面,设阳极表面的电位为 U ,阴极表面上的电位为 0 。当电解加工达到平衡状态时,根据欧姆定律和法拉第电解定律可建立有关工件电解速度(工件被加工表面的法向腐蚀速度)的基本方程

$$v_n = \eta \omega j$$

设阴极垂直送进速度为 v ,则有

$$v_n = v \cos \theta \quad (9.9-8)$$

式中: j 为电流密度; θ 为阳极某处电解面的法向与阴极送进速度 v 的夹角,如图9.9-7所示。

式(9.9-8)的适用范围是 $0^\circ \leq \theta \leq 45^\circ$,当 $\theta > 45^\circ$ 以后,误差将急剧增大。图9.9-7大致绘出了电解加工时间隙的电流线和等位面,以此形象地描述间隙电场中的电位与电流密度分布。

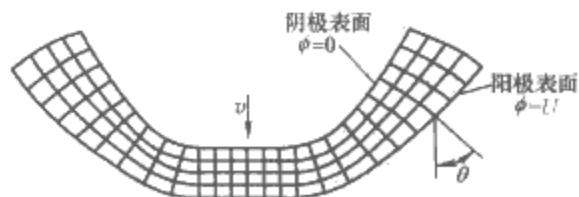


图 9.9-7 电解加工间隙中的电场分布

3.1.2.2 基于电场分布的电解加工成形规律

在电解加工生产实践中,首先需要解决的是工具阴极的设计问题,这直接关系到零件的加工质量,要设计出正确的阴极,必须有可靠的理论作指导,它反映的是电解加工间隙随加工时间(t)、空间(x, y, z)的分布,可记为 $\Delta(x,$

$y, z, t)$, 若加工进入平衡状态, 则 Δ 不再随时间 t 变化, 记作 $\Delta(x, y, z)$ 。

影响成形规律的因素很多, 如电场, 电解液的流场、温度场、成分、浓度, 电极的极化、加工工件的材料等, 但其中电场是起决定作用的因素。基于电场分布来分析电解加工的成形规律是设计工具阴极的主要处理方法。

3.1.3 电解加工间隙中的流场

电解加工间隙中的电场与流场相互影响, 且流场、电场的分布又都直接影响电化学溶解速度场, 并由此影响电解加工间隙的分布。因此, 研究电解加工间隙中的流场特性, 是研究电解加工成形规律的基础。

3.1.3.1 电解加工间隙中的流动特性

电解加工过程中, 大量的电解液流过加工间隙, 同时由于电化学反应, 阴极析出氢气, 阳极溶解而产生电解产物, 有时还有氧气、氯气或二氧化氮气体析出。故在电解加工间隙中所流过的是气、液、固三相流。由于电解产物所占的体积比很小, 可以忽略其对电解液电导率及密度的影响, 因此, 可以将加工间隙中的气、液、固三相流问题简化, 近似为气、液两相流问题处理, 而对于混气电解加工则更是如此。

气液两相流动的参数, 除每相各自的参数, 例如各相流量、流速、压力、温度等参数外, 还有某些相互关联的流动参数。为便于讨论和处理问题, 还引入若干折算参数。与电解加工间隙中气液两相流动有关的参数主要有气泡率、截面含气率、气液两相介质的流动密度以及两相介质的真实密度, 以此来建立电解加工成形规律中的加工间隙模型表达式。

3.1.3.2 基于流场分析的电解加工成形规律

在电解加工间隙模型基本方程组的基础上, 求解此方程组, 就可揭示流场参数及加工间隙的分布规律, 分析气液两相流动对电解加工过程的影响。

由加工间隙中气液两相流动特性而导致间隙中电解液流速、压力、温度和气泡率的特定分布规律, 造成间隙中各处电解液电导率不同。电导率的不均匀分布将对加工间隙的分布也即成形规律产生重要影响。

由于间隙中压力沿程降低、加工时阴极一边析出氢气并沿程积累致使沿程气泡率提高而导致电导率下降, 电解液沿程温升而使电导率提高。综合影响使电导率不均匀分布, 导致加工间隙的不均匀分布。其结果是一个平面阴极加工出一个倾斜的阳极型面。进一步推论, 如果加工型面更加复杂, 则上述影响的作用也将更为复杂。

因此, 在研究成形规律时, 应该充分考虑流场的影响。只有这样, 才能建立起比较符合实际的、有较高精度的加工间隙数学模型。

3.2 电解加工工艺基础

3.2.1 电解加工工艺及其参数

3.2.1.1 电解加工工艺特点

加工间隙与电解液构成了电解加工的核心工艺因素, 决定着电解加工工艺指标——加工精度、生产率、表面质量, 也是阴极设计及工艺参数选择的主要依据。

加工间隙受电场、流场及电化学特性三大方面多种复杂因素的影响, 如图 9.9-8 所示。

电场变化是造成加工间隙变化的原动因素, 从电场出发求解加工间隙分布规律是最基本的研究方案。在忽略流场和电化学特性不均匀性的前提下, 电场分布规律取决于工件和

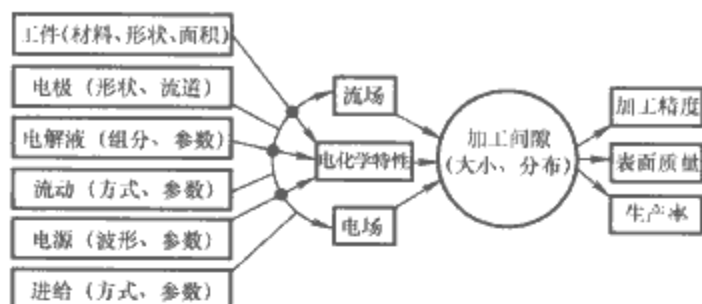


图 9.9-8 影响电解加工间隙的复杂因素

阴极的几何形状, 从加工开始到结束, 工件几何形状逐渐变化, 极间电力线分布也随之逐渐变化, 在直流电流、阳极活性溶解过程中, 电场分布的不均匀直接导致了加工间隙分布的不均匀。

流场对间隙的影响主要是通过电解液电导率的影响起作用。不同的电解液流动形式中氢气泡及电解液温度场对加工间隙分布均有影响。这些涉及电解液流场的因素导致了间隙分布的不均匀。为减少流场对间隙不均匀性的影响, 工程中通常可以采取施加背压和改进阴极出液槽分布的方式来缩短电解液流程。此外, 还可以采取提高电解液流速等工艺措施。

电解加工工艺的核心问题是如何达到均匀、稳定的小间隙, 这是获得高精度、高生产率、高表面质量的最根本途径, 也是电解加工技术发展所追求的目标。

3.2.1.2 电解加工工艺参数对加工的影响

对加工间隙产生主要影响的加工参数有电解液的电导率、加工电压、电流密度、阴极进给速度、电流效率以及电极电位等。

(1) 电流密度。电流密度 j 是重要的电解加工参数, 直接影响加工效率、工件表面粗糙度, 也间接影响加工精度, 特别是使用钝性电解液加工时。使用线性电解液加工时, 加工速度与电流密度呈线性正比关系; 而在非线性电解液加工中, 加工速度随电流密度的变化受 $\eta - j$ 特性的影响, 在钝化向超钝化过渡区, 加工速度以近似成二次方的规律随电流密度增大。大多数情况下, 表面质量随电流密度的增大而改善。电流密度对加工精度的影响是: ①在一定的电压和电导率条件下, 电流密度越高, 加工间隙越小, 越有利于提高加工精度; ②在钝性电解液非线性加工中, 电流密度值处于 $\eta - j$ 曲线中向超钝化区过渡的斜线段, 阳极溶解的集中(定域)蚀除能力强, 有利于提高加工精度。

(2) 加工电压。指电源施加到阴极及工件间的极间电压, 它提供电解加工得以进行的原动能源, 克服双电层的反电势和溶液欧姆压降, 建立必要的极间电流场, 确保达到所选用的电流密度。高温耐热合金和铁基合金所需加工电压为 10~15V, 而对钛合金加工电压在 20V 以上方能取得良好的加工效果。在确保所需电流密度 j 相应的正常加工条件, 加工电压应尽量选取下限值, 以得到正常加工的最小间隙值, 并且能耗最低。由于电源电压易于调整, 且加工电压变化引起间隙变化值的分辨率较高, 因而常用调整电压值来达到所要求的间隙值。

(3) 电解液流场参数。电解液流场参数包括电解液流量 Q 、压力 p 和温度 T , 它们是确保电解加工得以正常进行的必要工艺条件, 是基本且重要的参数。选择和确定 Q 和 p 的总原则是确保与选用的 j 、 Δ 正确匹配, 能及时带走间隙中加工产生的电解产物及热量并去极化, 以保证电解加工正常、稳定地进行。

3.2.1.3 工艺参数的选择

电解加工参数的选择顺序为：先选定加工间隙、阴极进给速度，然后定电流密度，最后再选定相应的加工电压及电解液参数。优选加工参数的原则应依据具体加工要求以及工件特点而定，同时还应考虑设备条件。

3.2.2 电解液

3.2.2.1 电解液的作用及分类

电解液的主要作用如下：与工件及阴极组成进行电化学反应的电极体系，实现所要求的电解加工过程；排除电解产物，控制极化，使阳极溶解能正常、连续进行；及时带走电解加工过程中所产生的热量，使加工区不致过热而引起沸腾、蒸发，以确保稳定加工。

电解液按酸碱度可分为中性电解液、酸性电解液和碱性电解液，按组成可分为单一组分电解液和复合电解液，按浓度可分为高浓度电解液和低浓度（浓度不大于10%）电解液。

3.2.2.2 混气电解液

将一定压力的气体（通常为压缩空气，也可为二氧化碳、氮气等）与电解液混合，就可形成混合均匀的气、液两相混气电解液。

混气电解液的气液两相流进入加工间隙后，会影响间隙内的流场分布、电导率分布及电化学反应过程，从而进一步影响间隙内的电流密度分布，由此影响电解加工成形精度（特别是复制精度）和加工速度。它保证了混气电解加工容易实现小间隙加工，从而提高了加工精度；其整平能力强，可减小遗传误差，提高复制精度。

3.2.3 电解加工的流场设计

流场设计包括电解液流动形式的确定，电解液进出口压力、速度的分布、计算，流场的均匀性设计等。

3.2.3.1 电解液流动形式

流动形式是指电解液流向加工间隙、流经及流出加工间隙的流电路径、流动方向的几何结构。电解液流动形式传统上分为两类：侧向流动和径向流动。径向流动又分为正流式和反流式两种。

确定流动形式的一般原则如下：

（1）根据加工对象的几何形状确定。对于型面曲率变化不大的三维型面可采用侧流式，对于圆孔、型孔类可采用正流式和反流式，对于深孔扩孔加工可采用轴向供液，在孔的固定式抛光中也采用轴向供液。

（2）根据加工精度要求确定。一般地，形状复杂且精度要求高的工件可选用反流式或复合流动形式，但其夹具或阴极的设计制造比较困难。

3.2.3.2 电解液流速和进口压力

电解加工中，电解液流动要足以排出间隙中的电解产物与所放出的热量，必须有一定的流速。为了更好地去除阴极、阳极表面的电解产物，减小电极附近的浓差极化并使液流均匀，电解液的流动必须呈紊流状态。

电解液流速的确定方法是首先要确定去除电解产物和气泡所需流速，其次要确定保证能实现紊流所需流速，还必须使此流速下的电解液能及时带走加工区的热量，使电解液槽的温度不超过35℃。

电解液压力是指加工间隙进口处的压力和电解液输送泵的出口压力，当加工间隙的几何结构确定之后，流速与压力有着一一对应的关系，且流速越大，压力越高。因此，电解加工的实际过程，经常以一定的压力规范来保证间隙中的流量和流速。通常出口压力比进口压力高0.05~0.1MPa为宜。

3.2.3.3 流场均匀性设计

流场均匀性是指加工面上各处电解液流量充足、均匀，不发生流线相交和其他流场缺陷，如空穴现象、分离现象等。要保证流场均匀性，除了正确选择流动形式和保证一定的压力、流速外，还要合理设计通液槽（孔）。已经获得成功应用的通液槽（孔）设计方法是流线图法，它以画流线图来决定通液槽的布局。

3.2.3.4 混气电解加工气液混合器及其设计

气液混合器是混气电解加工系统所特有的必要工艺装备，其作用是将气体与电解液按一定比例均匀混合并输入加工区，加剧电解液扰动，以确保实现混气电解加工。除了保证气液均匀混合这一基本要求外，还应力求结构轻巧，制造方便，压力损失小。

3.2.4 电解加工精度

电解加工精度包括两个方面，复制精度和重复精度。所谓复制精度，指加工所得工件与按目标工件要求设计制作的阴极之间形状及尺寸的接近程度，或者说吻合程度。重复精度指用同样的阴极、同样的加工条件和加工参数所加工的一批工件的形状、尺寸的一致性、重复稳定性。精度常用误差来反映，电解加工的综合误差既包括工艺自身特点所引起的误差，又包括外围条件所造成的误差。

影响电解加工精度的基本规律如下：

（1）工艺参数对加工精度的影响。影响加工精度的核心工艺参数是加工间隙。间隙自身的大小、加工电压、电解液电导率、阴极进给速度以及电流效率都对加工精度有影响。试验结果表明，在同一电解液下采用小间隙、高进给速度、低电压、低浓度加工，其集中蚀除能力较强，散蚀能力较弱，间隙均匀性较好，间隙受参数变化影响较小，因此整平比高、复制性好，最终导致加工精度提高。钝性电解液的非线性加工中 η 及 δE 呈非线性变化，混气电解加工中的电解液电导率 κ 也呈非线性变化，不能完全套用上述规律。

（2）提高加工精度的工艺途径。提高电解加工精度的根本途径是提高阳极溶解的集中蚀除能力，降低散蚀能力，同时改善间隙内电场、流场、电化学参数的均匀性和稳定性，以及缩小加工间隙。

在实践中较有效地提高加工精度的主要技术途径和措施有采用钝性电解液或低浓度复合电解液；采用混气电解加工；小间隙加工、大间隙冲刷、周期供电加工等。

3.2.5 电解加工表面质量

电解加工表面质量是指零件经电解加工后其表面及表面层的几何、物理、化学性能的变化，其包括两部分：①加工后零件表面粗糙度、波纹度和几何纹理的改变；②零件表面层材料组织、性能的改变，即在加工过程中受机械、物理、化学、电、热和微观冶金过程的作用，使表面层材料组织、性能发生的变化。

从总体上看，电解加工表面质量优于切削加工及不少其他类型的特种加工，但当加工条件选择不当时，也会出现表面质量问题，影响零件的性能及使用。

3.2.5.1 表面粗糙度的影响因素

基于电解加工表面粗糙度形成机理的分析及试验证明，表面粗糙度的高低与工件材质、电解液组成及工艺参数密切相关，它们匹配得当可以得到令人满意的表面粗糙度。

3.2.5.2 表面缺陷及其防止措施

（1）晶间腐蚀。当电解液成分、浓度选用不当或加工电流密度过低时，晶粒周界可能被腐蚀出缝隙，这是电解加工中容易出现的表面缺陷。它对零件的疲劳寿命有重大影响。

晶间腐蚀的防止措施要从电解液、电流密度、电流波形和材料组成及热处理状态着手。

(2) 点蚀、剥落。当工件材料的化学成分或组织结构不均匀时,材料中各相的电极电位不同,阳极溶解的先后顺序不同。如果材料中优先溶解的是自愈较少的次要相,则优先溶解的部位形成凹洼的斑点腐蚀坑,称作点蚀。如果优先溶解的是基本相,其余的相将形成凸起物残留在工件表面;随着基本相继续溶解,这些凸起物以残渣的形式脱落被电解液冲走,通常称作剥落。点蚀和剥落所造成的缺陷,均使零件表面粗糙度恶化而严重影响零件使用性能。点蚀与剥落产生的影响因素和晶间腐蚀相似,防止措施也类似。

(3) 流痕。由于间隙中流场参数(电解液流速、压力)分布不均匀,在电解加工表面形成流痕。流痕方向大致和液流方向一致,最容易发生在流场参数急剧变化的地方。防止流痕产生主要从改进流场设计着手,应尽量避免或减小液流通道的急剧变化,最好将液流通道由进口到出口全程设计成收敛型,或在出口端适当施加背压等。

3.2.5.3 表面质量对零件疲劳强度的影响

电解加工表面疵病,特别是诸如晶间腐蚀、麻点、渗氢等缺陷,会导致零件疲劳强度降低。为了提高电解加工零件的疲劳强度,可以采取如下相应措施。

(1) 对不同材料,选择适当成分的电解液,可以获得低表面粗糙度值、无晶间腐蚀、无表面疵病的高表面质量工件,有利于提高疲劳强度。

(2) 选择最佳工艺参数,如高电流密度、电解液高流速、适当的电解液温度等,都可以达到高表面质量,提高疲劳强度。

(3) 对电解加工的零件表面进行机械抛光或表面喷丸强化处理,都会在表面产生压应力,有利于提高疲劳强度。

(4) 采用 NaNO_3 电解液,脉冲电流电解加工高温耐热合金(如镍基合金、不锈钢等)以及模具钢,具有很好的表面质量,可获得较高的疲劳强度。

3.3 电解加工的应用

3.3.1 模具型面加工

模具型面加工有以下特点:生产率高、加工成本低,模具寿命高,重复精度好。由于模具型面电解加工的这些特点,使之在机械、航空、航天、军工、五金工具、汽车、拖拉机等工业领域的模具制造中获得广泛应用。

模具型面电解加工工艺中,工具阴极的制造方法、电解液及其流动形式的选择、电流波形和阴极进给方式的选择是技术的关键。

早期采用传统 NaCl 电解液,其价格低、通用性好、电流效率高,可长期使用。但它不具有非线性特性,加工精度不高。采用非线性电解液可明显改善间隙分布的不均匀性,可提高电解加工精度。常用的非线性电解液为 NaNO_3 水溶液及 NaNO_3 为主要成分的复合电解液。

对于型面曲率变化较大,或型腔深度较大的模具,电解液可采用正流式或反流式流动;对于型面流线型较好或型腔较浅的模具,可采用侧流式;对于形状复杂且精度要求高的模具,还可选择复合流动形式。

通常采用的直流电流电解加工是一种连续加工,其加工效率高,但加工精度低,一般只用于预加工或加工精度要求不高的模具加工。在反拷阴极和加工精度较高的模具时,常采用脉冲电流法,可促使电解液扰动,改善流场,减小或消除电导率分布不均匀的影响,有利于获得稳定的加工过程,

提高加工精度。另外,脉冲电流加工能有效地影响阳极钝化和超钝化过程,使电解液的非线性特性得到加强,改善加工精度,得到更均匀的间隙分布。

传统的单方向恒速进给方式,控制简单,操作方便,但很难实现小间隙下稳定加工。采用反复对刀、周期进给或振动进给的方式,解决了小间隙加工时难以排除电解产物和热量的问题,但这两种进给方式的缺点是加工效率低。在最新的电解加工机床上,主轴控制系统已经应用了可编程控制器,通过预先设置的变速程序,可实现有规律的阴极变速进给。

3.3.2 电铸成形加工

电铸属于电化学制造工艺,它是一种通过阴极沉积方法制取工件的特殊工艺,包括在原模(有时也称为芯模、铸模)上电沉积金属,然后将金属沉积层与原模分离,从而复制零件和直接电铸成形整体零件两类基本形式。

尽管电铸具有复制精度高的特殊优点,但由于生产效率较低,很大程度上限制了它在工程中的应用。用于提高电铸速度、改进电铸质量的主要措施有:①强制电铸液快速流动,该方法是使电铸溶液在阴极表面快速流动,从而达到加快金属离子迁移、补充,从而提高电铸速度;②阴极(原模)高速运动,包括阴极旋转法和阴极振动法两种,通过实现阴极的高速旋转,可以提高原模与溶液界面的相对速度,降低扩散层厚度,从而提高允许的极限电流密度,加快沉积作用,阴极振动适用于形状比较复杂的电铸对象;③摩擦阴极表面法,是在电铸过程中使用固体绝缘颗粒连续或间歇摩擦阴极表面,使阴极表面迅速得以补充金属离子,从而提高沉积速度;④脉冲电铸,与直流电铸相比增加了对电流参数的调节和配合,使得电沉积在很宽的范围内变化,有利于优化沉积过程,获得预期的制品。

用电铸法制深孔和异形孔,还可发挥选择更适合镀层材质的优势,取得用其他加工方法无法取得的效果。例如,化学纤维喷丝板上有数百个直径小于 1mm 的 O 形、Y 形孔,可用适当的黄铜丝拉制成所需形状后镀上一定厚度的硬铬,再电铸大量的镍形成喷丝板体。把表面磨削到看见黄铜,用硝酸液去黄铜即制成了有高耐磨性的喷丝板。此外,电动刮胡刀的外刃要加工出许多引导毛发的孔和槽,可用光刻加工法在金属弯板上形成所需的导电区和光致抗蚀剂的绝缘区,然后进行电铸镍和硬铬,再将它与基板剥离就获得由软镍和硬铬组成的刃口,而且由于镍先于铬磨损,总能保持刃口的锋利。

电铸的典型应用还有 CD 唱片模具制造和波导管成形。无论在传统精密制造领域还是在高新技术制造领域,电铸技术都已经得到了很多重要应用。随着科技的不断发展,其应用领域必将进一步得到拓宽。

3.3.3 深小孔、型孔加工

小孔电解加工通常采用正流式加工。工具阴极常用不锈钢管或钛管,外周涂有绝缘层以防止加工完的孔壁二次电解,工具阴极恒速向工件送进而不断使工件阳极溶解,形成直径略大于工具阴极外径的小孔。

随着电解加工技术的发展,脉冲电流电解加工在型孔,特别是在深型孔、复杂型孔和深小孔的加工中发挥重要作用。特别是近十余年来高频、窄脉冲电流电解加工的出现,对于深度不大的型孔、圆孔加工,甚至型管外周的绝缘也能获得很高的成形精度。

3.3.4 电化学去毛刺

电化学去毛刺是一种先进的去毛刺技术,是电化学加工

技术中发展较快、应用较广的一项工艺。电化学去毛刺对工件无机械作用力,容易实现自动化或半自动化,适合去除高硬度、高韧性金属零件的毛刺,还可以去除工件特定部位的毛刺。电化学去毛刺对加工棱边可取得较高的边缘均一性和良好的表面质量,具有去除毛刺质量好、安全可靠、高效等优点,与传统工艺相比,一般可提高效率10倍以上。

随着国内外电化学加工机理研究的深入,脉冲电流、数控展成、复合加工等新技术的应用,电化学去毛刺技术取得新的发展,尤其是在功能性棱边的光整加工中发挥出独特的作用。电化学去毛刺的新发展,使其成为精密零件特殊部位功能性棱边光整加工的高新工艺技术,在精密机械制造工程中开辟了新的应用领域。

3.3.5 复合电化学加工

复合电化学加工的应用主要有电解磨削、电解磨料光整加工、超声—电解复合加工等几类。

3.3.5.1 电解磨削

电解磨削是由电解作用和机械磨削作用相复合而进行加工的,比电解加工具有较好的加工精度和表面粗糙度,比机械磨削有较高的生产率。

电解磨削由于集中了电解加工和机械磨削的优点,因此在生产中主要用来磨削一些高硬度的零件,如各种硬质合金刀具、量具、挤压拉丝模具、轧辊等。对于普通磨削很难加工的小孔、深孔、薄壁筒、细长杆零件等,电解磨削也显示出优越性,其应用范围正在日益扩大。市面上经常见到的装饰用镜面不锈钢板就是电解磨削批量加工的用例,磨光一张 $1.22\text{m} \times 2.44\text{m}$ 的加工费用不足100元。

3.3.5.2 电解磨料光整加工

电解磨料光整加工是利用电化学腐蚀作用和磨料的机械刮膜作用相复合对金属工件表面进行加工的光整加工工艺,是电化学机械加工的一种形式。

电解磨料光整加工技术由于表面质量好、加工效率高,在生产实践中逐步得到推广应用,目前已应用于金属冷轧轧辊、大型船用柴油机轴类零件、大型不锈钢化工容器内壁以及太阳能电池基板的镜面加工,也是模具型腔光整加工的重要手段。

3.3.5.3 超声—电解复合加工

超声—电解复合加工,是电解加工与超声加工的复合。超声—电解复合工艺改善了电解加工的定域性,提高了成形精度;同时,金属蚀除呈现微量渐进的特点,若磨料粒度及电解、超声工艺参数搭配得当,工件表面逐渐变得光滑,能够获得较好的表面质量;它的极间间隙一般小于单一电解加工的间隙,由于超声作用,电解产物的排出条件得以改善,加工速度和过程稳定性均有提高。复合加工的阴极工具损耗也比单一超声加工的工具损耗低得多。

超声—电解复合加工适用于导电材料如超硬合金、耐热工具钢等的加工,和其他超声复合加工一样,该复合工艺在模具型腔成形中具有推广应用价值。

3.3.6 电解加工新技术

3.3.6.1 脉冲电流电解加工

脉冲电流电解加工按其加工电流的特征可以分为正弦波或矩形波、低频(数十赫)或高频(千赫~数十千赫)、宽脉冲(毫秒~数十毫秒)、窄脉冲(数十微秒~数百微秒)及超短脉冲(纳秒级)等类型;按其进给及供电的配合方式则可分为连续供给脉冲电流、连续进给,周期供给脉冲电流、周期进给,连续供给脉冲电流与脉冲同步振动进给三类。

为了解决低频、宽脉冲电流加工中存在的问题,20世纪90年代国内外对高频、窄脉冲电流电解加工进行了较多的基础性试验研究。

和其他脉冲电流电解加工相比,窄脉冲电流电解加工的加工精度有较大幅度的提高,表面质量进一步改善,加工效率提高。窄脉冲电流电解加工已进行了多种有代表性的产品加工工艺性试验,证实了高频、窄脉冲电流电解加工可应用于制造产品的可行性、实用性主要试验对象有模具型腔、叶片型面、刻字、光整加工、微细加工等。

3.3.6.2 数控展成电解加工

数控展成电解加工以简单形状的工具阴极,如数控铣一样,按照计算机数控指令进行必要的展成成型运动,基于电化学阳极溶解原理,以电解“切削”方式实现型腔、型面的加工。

这一加工技术综合了电解加工与数控加工各自的技术长处,又克服了各自的不足。其工具形状简单,可以是棒状、球状,而“切削刃”则可为点、直线或曲线。它像数控加工那样具有很好的加工柔性,以不同类型的控制软件代替复杂的成型阴极设计制造,同时它又同普通电解加工那样,可以加工各种难加工材料。整个加工过程工具阴极无损耗,加工时没有宏观切削力,可以加工各种小刚性零件。

3.3.6.3 小孔电液束加工

小孔电液束加工,又称电液束打孔,其研究和应用于20世纪60年代中期始于美国通用电气公司,于1970年左右,开始应用于加工航空发动机涡轮叶片的冷却孔,孔径一般为 $0.15 \sim 1\text{mm}$,但深径比(孔深/孔径)较大,最大可达 $50:1$ 。

3.3.6.4 电解擦削

电解擦削,又称电化学擦削,是基于电化学阳极溶解原理,利用不同类型、不同功能的电解擦削头(电解擦削阴极)对金属零件进行定域、定量电解去除或电解光整加工的一项新型半精加工、精加工工艺。

它既具有电解加工的优点,即只要是金属零件都可加工,不受材料强度、硬度、刚度的限制,又具有加工灵活性,适用于光整加工、精修加工金属零件外形和内孔的二维、三维型腔、型面,特别适用于淬火后零件的型孔、花键槽和模具型腔的精修,在制造工程领域将发挥积极作用。

3.3.6.5 微细电解加工

通常,把微型机械定义为几何尺寸在 1mm 以下的微小机械,而把加工尺寸在微米级至 $100\mu\text{m}$ 级范围内的加工归属于微细加工。许多微细加工的精度还在微米和亚微米范围内,距微细加工的要求还有一定差距。

微细加工方式包括分离(去除)加工、结合(增材)加工、变形加工三种类型。基于电化学阳极溶解的微细电解加工属于材料分离加工,即材料去除加工范畴。它以“离子”溶解方式去除材料,因此在机理上较其他“微团”去除材料方式(如微细电火花、微细机械磨削)有更强的微细加工能力,在微细制造乃至纳米制造领域具有更大的发展及应用空间。但电解加工的散蚀问题以及电解加工间隙中电场、流场的多变性,给提高加工精度带来一定的限制,其加工的微细程度目前还不能与已经成功应用的微细加工技术相比,还只处于试验研究阶段,其局限于一些特殊的场合,如电解刻字、印花,微型电极制造,电子探针制作,微型轴电解抛光,微小孔的电解束流加工等。

4 高能束加工技术

高能束加工是利用被聚焦到加工部位上的高能量密度的

射束,对工件材料进行去除加工的加工方法的总称,通常包括电子束加工、离子束加工、等离子体加工和激光加工等。本节主要介绍电子束加工、离子束加工、等离子体加工的基本原理及应用。

4.1 电子束加工

4.1.1 电子束加工的原理和特点

电子束加工是利用高速运动的电子所具有的动能对材料进行加工的方法。在真空条件下,由电子枪旁热阴极发射的电子,在高电压(80~150kV)作用下被加速到很高的速度($1/2 \sim 2/3$ 光速的程度),然后通过电子透镜聚焦,从而形成高能量密度的电子束。当电子束冲击到工件上时,在极短的时间内使受冲击部位的温度升高到几千摄氏度以上,足以使任何材料瞬间熔化、气化,实现材料的穿孔、切割等去除加工和焊接加工。图 9.9-9 所示为电子束加工的原理图。

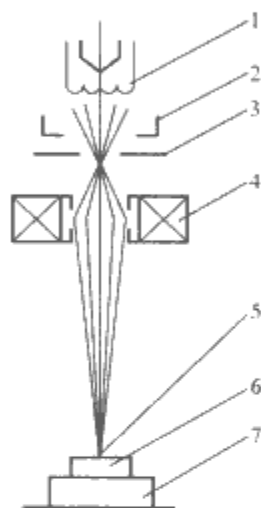


图 9.9-9 电子束加工原理图

1—旁热阴极；2—控制栅极；3—加速阳极；4—聚焦系统；5—电子束斑点；6—工件；7—工作台

在电子束冲击能量转化为热能的同时,一些电子向材料内部深入,另一些发生反射,还产生二次电子、俄歇电子、荧光、X 射线等能量损失。但对于电子束加工来说,可以认为几乎所有的能量在工件表面变成了热能,并且可以做到只使电子束照射的区域发生材料蒸发,而非照射部分保持比较低的温度。采用多次脉冲照射,还可形成极陡的温度分布。

电子束加工具有以下特点:①电子束束径小,最小直径可达 $0.01 \sim 0.1 \mu\text{m}$,而且最小直径的电子束长度可达束径的几十倍以上,故能加工微细的深孔、窄缝;②材料适应性广;③加工速度快,一般厚度为 $0.1 \sim 1 \text{ mm}$ 的工件,打孔时间为 $10 \mu\text{s}$ 至数秒,即使厚度为 5 mm ,也只需要数十秒;④加工点上化学纯度高,因为是在真空中加工,可防止氧化而产生杂质,适合于加工易氧化的金属及合金材料,特别是要求高纯度的半导体材料;⑤非接触加工,不存在工具损耗的问题,对工件无机械切削力,再加上加工时间极短,所以工件无变形;⑥控制性能好。通过磁场或电场即可控制电子束的强度,进行聚焦和调节焦点位置。位置精度可达到 $0.1 \mu\text{m}$ 。强度和斑点直径精度可控制在 1% 以内。可采用计算机控制,除加工圆孔外,还可加工盲孔、异形孔、带锥度孔、狭缝等。

4.1.2 电子束加工设备及应用

电子束加工机主要由电子光学系统、真空系统和电气系统等组成。电子光学系统由产生电子束的电子枪及束的制导系统构成。真空系统用于保证电子束的产生和传输,主要包括电子枪的真空系统和工作室的真空系统。电子束加工装置的电气系统由各类电源与控制系统组成,主要包括高压电源、束流调节、聚焦电源和电气控制系统等。

电子束加工工艺是由束功率、束功率密度、加速电压及作用束斑尺寸所决定的,另外还与束斑在某工作点的作用时间、一次还是重复作用等因素有关。

电子束加工技术的应用范围很广,涉及多种加工技术,但主要以热加工为主。其主要应用有电子束精微加工、电子

束焊接、电子束镀膜、电子束物理气相沉积、电子束熔炼、电子束热处理。电子束加工不但已进入了各个加工领域,并已成为近代加工技术中迅速发展的独立学科。

4.1.2.1 电子束焊接

电子束焊接一般是指在真空环境下,利用会聚的高速电子流轰击工件接缝处所产生的热能,使被焊金属熔合的一种焊接方法。电子轰击工件时,动能转变为热能。电子束作为焊接热源有两个明显的特点:功率密度高和精确、快速的可控性。

基于电子束的上述特点和焊接时的真空条件,真空电子束焊接具有下列主要优缺点。其优点是:电子束穿透能力强,焊缝深宽比大,可达到 $50:1$;焊接速度快,热影响区小,焊接变形小;真空环境利于提高焊缝质量;焊接可达性好;电子束易受控。其缺点是:设备比较复杂,费用比较昂贵;焊接前对接头加工、装配要求严格;真空电子束焊接时,被焊工件尺寸和形状常常受到真空室的限制;电子束易受杂散电磁场的干扰,影响焊接质量;电子束焊接时产生的 X 射线需要严加防护以保证操作人员的健康和安全。

电子束焊的分类方法很多。按电子束加速电压高低可分为高压电子束焊接(100 kV 以上)、中压电子束焊接($60 \sim 100 \text{ kV}$)和低压电子束焊接(60 kV 以下)三类。按被焊工件所处环境的真空度可分为三种:高真空电子束焊、低真空电子束焊和非真空电子束焊。

真空电子束焊接设备通常是由电子枪、高压电源、真空室(亦称工作室)、运动系统、真空系统及电气控制系统等部分组成。

电子束焊接技术可以焊接难熔合金和难焊材料,焊接深度大,焊缝性能好,焊接变形小,焊接精度高,并具有较高的生产率。因此在核、航空、航天、汽车、压力容器以及工具制造等工业中得到了广泛的应用。

4.1.2.2 电子束打孔

电子束打孔要求的电子束能量密度达 $10^7 \sim 10^8 \text{ W/cm}^2$,并要求电子束斑点更圆、控制更准确。电子束打孔过程主要分成四个阶段:

(1) 电子束与固态材料表层的作用。材料表面被电子束轰击、熔化,并产生气化。

(2) 电子束与液态材料的作用。材料熔化后,电子束更易穿透液态材料,并气化材料形成空穴,电子束进一步深入到材料深层。

(3) 电子束贯穿材料深度。在电子束作用下,空穴快速扩展,直到贯穿材料。

(4) 电子束进入背衬材料。电子束进入工件下粘贴的辅助材料,使其急剧蒸发,产生喷射,将空穴周围残余的熔化材料吹出,形成小孔。

由于电子束打孔采用了高能、可控性好的电子束,在真空中加工,电子束打孔的主要特点为:打孔速度快、质量高;加工材料范围广;适宜打深孔、可打斜孔。

电子束打孔设备主要由电子枪、真空室、工作台和控制系统组成。与电子束焊接设备不同的是对打孔用的电子枪要求束流品质更高。电子束斑点的椭圆度、束斑直径的一致性及束流能量密度的合理分布是获得高质量孔的关键。

电子束打孔技术从最初应用于珠宝、皮革等的小孔加工,已发展到在航空、电子等工业中的批量生产应用。典型的应用包括玻璃纤维化设备旋转体、离心分离机、卫星燃料分配系统钛板、直升机燃烧室外机匣、发动机叶片等零部件打孔。

电子束高速打小孔的应用范例之一是先将大功率电子束形成片状,再经一排钨棒切断成一排几百个电子束,用此脉冲电子束对人造革表面扫描,即可在人造革上形成透气微孔,使人造革具有类似皮革的透气性,而且透气孔可随需要而人为设定。

4.1.2.3 电子束表面改性

电子束技术的应用伴随着真空技术和电子光学技术的发展而发展。在电磁场的作用下,使电子束高速扫描,可以进行表面加工。利用电子束的加热和熔化技术还可以对材料进行表面改性。经表面改性的表层一般具有高硬度、高强度、耐腐蚀性和耐磨性等优点。

电子束表面改性的特点如下:①快速加热淬火可以因被加热到高温和冷却的相变作用得到超微细组织,提高材料的强韧性;②快速表面合金化,在极短的时间内完成热处理几小时甚至几十小时的渗层效果;③电子束的能量利用率高,可以对材料进行局部处理,节约能源,表面淬火是靠材料自身自行冷却,节省冷却介质和设备;④能对复杂零件的表面进行处理,用途广泛;⑤电子束功率参数可控,因此可以控制材料表面改性的位置、深度和性能指标。

电子束表面改性技术是最近迅速发展起来的表面加工技术。由于电子束可以用电磁场灵活地控制,使得电子束加工可以较灵活地调节加热面积、加热区域和材料表面的能量密度,并且电子束的能量利用率更高。但是,由于真空室的限制,给许多零件的应用带来不便,所以电子束表面改性技术并没有像激光表面改性技术一样得到广泛地应用。

4.1.2.4 电子束物理气相沉积

电子束物理气相沉积技术(Electron Beam Physical Vapor Deposition, EB-PVD)是指:在真空状态下,利用具有高能量密度的电子束轰击沉积材料(金属、陶瓷等)使之熔化蒸发并在基体上凝结沉积形成涂层的过程。根据沉积材料性质及工艺的不同可以使涂层具有隔热性、耐磨性、耐腐蚀性和耐冲刷性等不同性能。

电子束物理气相沉积工艺有以下几个特点:①涂层的沉积在真空状态下进行,有利于防止基体与涂层材料被污染和氧化,因此可获得较高质量的涂层;②选择较好的工艺参数及工艺过程,可以得到与蒸发材料的物相和元素含量基本一致的涂层;③涂层与基体之间具有较高的结合力;④具有很高的沉积速率和较好的工艺可重复性;⑤由于电子束具有很高的能量密度,它可以熔化蒸发一些难熔及蒸气压很低的材料(如金属钽、钨、钼等),这是其他加热方式很难做到的。

电子束物理气相沉积设备一般包括真空室、电子枪、工件运动系统、坩埚、棒材给进系统、抽真空系统、水冷系统、高压电源及控制系统。

电子束物理气相沉积的应用主要在涂层和新型材料制备两大方面。在涂层方面的应用主要是热障涂层的制备。热障涂层,又称隔热涂层,是广泛应用于航空发动机的热屏蔽涂层。EB-PVD可用于制备各种材料,主要有单相材料、两相材料、微层材料、微孔材料、梯度材料等。

4.1.2.5 电子束辐照技术

电子束是一种辐射,它是一束经过电磁场加速的电子流,粒子能量远高于紫外光,可以使空气电离。由于其具有较高的能量效能与能量密度,可利用电离辐射并与物质或材料相互作用产生物理、化学或生物学变化,从而对物质或材料进行加工处理。

电子束辐射加工技术的主要特点是:①在常温下对物体进行处理,对物质无损伤、能耗低;②可深入到被辐照物的

内部进行“工作”,而且不会带来任何残毒和废物;③能量集中且大小可调节,可以定向辐照,控制方法简便,适合产业化、规模化生产;④适用范围宽,成本低,生产率高,射线利用率高,关机后没有辐照污染,安全防护性好。

电子束辐射加工涉及的领域十分广阔:某些化工材料的辐射加工(固化、表面改性等);硅功率器件的电子束辐射;医疗用品和药品的辐射消毒灭菌;食品的辐射保藏;辐射育种和菌种诱变;“三废”的辐射治理以及宝石辐射改色等。

近几年来,辐射加工技术在配方、抗氧化剂、交联机理、性能检测等方面的研究正向更深、更宽的方向发展,在材料科学、生命科学、生物工程、环境保护、营养学、医疗科学、电子工程、航空航天、地质、石油化工等方面已取得重要成果。辐射加工技术正在突破传统的应用格局,向科技前沿和生产广度渗透,形成许多新的应用领域。

4.1.2.6 电子束曝光

近几年来,电子束曝光技术已广泛应用于集成电路、微电子器件、集成光学器件等精密机械零件的制造中。其基本原理是:衬底表面用辐射敏感聚合物进行涂覆,并根据所需图形对其曝光。所需图形由掩模板提供,也可采用扫描电子束曝光,由电子计算机控制。辐射敏感聚合物衬底材料根据所用曝光辐射的不同而异,如紫外线曝光是用光刻胶,电子束曝光则用电致抗蚀剂。衬底材料可以是硅片、石英、陶瓷和玻璃等。

电子束曝光主要分为两类:扫描电子束曝光,又称电子束曝光;投影电子束曝光,又称电子束面曝光。国内外研究人员都致力于发展扫描电子束曝光,尤其着重发展可变成形束的扫描电子束曝光。

电子束缩小投影成像曝光技术是近年来发展起来的超微细加工技术,主要应用于微电子产业等领域。

中国科学院电工研究所研制的实用化电子束曝光系统,具有纳米级曝光分辨率。最细线宽为30nm,图形拼接和对准精度分别达到60nm和90nm。

4.2 等离子体加工技术

等离子体是由大量正负带电粒子和中性粒子组成的并表现出集体行为的一种准中性气体。等离子体有高温与低温之分,高温等离子体是指受控热核反应等过程中达到上百万开或更高温度的等离子体。低温等离子体是指较低真空下放电形成的电离气体。材料加工主要涉及低温等离子体。

本节主要介绍等离子体加工技术及其应用,有关低温等离子体的基本性质、产生方式及诊断方法详见本篇第2章低温等离子体技术。

4.2.1 低温等离子体加工技术及应用

等离子体加工技术是现代加工技术的一个分支,发达国家已经将其广泛应用于生产中,而我国许多技术仍处于实验室研究阶段。本小节简要介绍离子注入材料表面改性、等离子体沉积、等离子体刻蚀、等离子体聚合等技术以及它们的应用。

4.2.1.1 材料的表面改性技术

用低温等离子体技术沉积薄膜或对材料表面进行处理,可以使材料的表面性能得到很大提高。例如在机械、电子等材料表面沉积硬质、耐磨、防腐薄膜,或对其表面进行注入改性,可以极大地提高材料的力学性能;在电子、光学器件上沉积微电子、光学薄膜,可以提高其电子、光学性能;对医用材料进行处理,可以提高防腐抗蚀及生物相容性等性能;用低温等离子体技术处理纤维、羊毛等高分子材料,可

提高其纺织及使用性。

概括说来,等离子体在材料表面改性及涂层技术应用领域包括以下几个方面:低温等离子体技术制备硬质、防腐、耐磨及热防护涂层;等离子体气相沉积合成新的微电子、光电材料薄膜;制备多功能薄膜;等离子体技术对其他材料的表面改性。

4.2.1.2 低温等离子体沉积与离子注入技术

用低温等离子体沉积技术制备薄膜,包括物理气相沉积和化学气相沉积两种方法。物理气相沉积指低气压等离子体源产生含有多种活性粒子的等离子体,在通过某种物理过程如物质的蒸发或在受到离子束轰击时物质表面原子的溅射现象,使这些粒子与基体反应生成各种特性结构或功能薄膜,它包括反应蒸发法、等离子增强溅射、离子镀、离化原子团沉积等方法。等离子体化学气相沉积是利用气态活化反应,通过某种放电机制产生等离子体,再通过离子、原子、分子间的化学反应生成固态薄膜。主要装置有直流辉光放电化学气相沉积、射频化学气相沉积、电子回旋共振化学气相沉积等。

离子注入技术是高电压加速的离子注入工件表面,作为材料表面改性的重要手段之一,越来越受到世界各国科技界及工业界的高度关注,其作用也越来越大。离子注入技术本身也在不断发展着。除传统的束线注入外,近几年又出现了等离子体源离子注入或叫等离子体源浸没离子注入(Plasma Source Ion Implantation 或 Plasma Immersion Ion Implantation, PSII 或 PIII, 以下称 PIII)。等离子体源浸没离子注入既保留了传统束线注入的改性效果,又克服了“视线”加工效应,同时使设备很大程度上简化,是较传统的束线注入更为新颖的离子注入表面改性技术。

PIII 的局限性在于改性层较薄,处理效率偏低。针对此种现象人们对 PIII 技术又作了进一步发展,使之与某种沉积技术有机结合。于是国际上出现了等离子体源浸没注入及沉积技术(Plasma Immersion Ion Implantation and Deposition, PIII&D),并开始有在工业上推广之势。PIII&D 方法的出现,把等离子体源浸没离子注入与沉积成膜过程有机地结合起来,不仅克服了单纯注入改性层较薄的问题,而且提高了一般沉积涂层的结合强度,为离子注入能量与改性剂量提供了很宽范围的工艺裕度。

注入与沉积的结合,在材料表面改性领域增添了一种有效手段。经过几年的发展,PIII&D 相关的物理原理与技术的发展已经度过了初始阶段并开始推广应用。对 PIII&D 的研究,随着应用范围的不断扩大仍将继续发展,一些特殊领域的应用更受关注。由于 PIII&D 在低能量范围注入效率很高,在半导体器件的特征尺寸日益变小且速度要求越来越高的情况下,PIII&D 在半导体上的应用还将继续增加。

4.2.1.3 等离子体刻蚀技术

等离子体刻蚀属于干法刻蚀,它是利用放电产生的等离子体,对工件表面的绝缘薄膜和导电薄膜刻蚀的一种加工技术。刻蚀时工件表面一般覆盖有光刻胶掩膜,通过等离子体将掩膜裸露的被刻材料去除。如果利用聚焦离子束进行扫描图形刻蚀则无需任何掩膜,但设备复杂。现在多用的等离子体刻蚀设备有射频等离子体刻蚀设备、微波等离子体刻蚀设备、反应离子束刻蚀设备。

近 20 年来,以等离子体刻蚀为代表的干法刻蚀技术发展速度很快。刻蚀线宽已进入亚微米级或深亚微米级,并在微电子技术、光子技术、表面科学、应用声学、材料科学和真空技术等领域获得了广泛应用。干法刻蚀大体上包括溅射

刻蚀和反应刻蚀两大基本类型。

等离子干法刻蚀较湿法化学刻蚀有刻蚀速度高、不污染环境等优点,也是微米、纳米技术领域的主要加工手段。

4.2.1.4 等离子体聚合技术

低温等离子体中粒子的能量一般约为几个至几十电子伏,大于聚合物材料的结合键能(几个至十几电子伏),完全可以破裂有机大分子的化学键而形成新键;但远低于高能放射性射线,只涉及材料表面,不影响基体的性能。处于非热力学平衡状态下的低温等离子体中,电子具有较高的能量,可以断裂材料表面分子的化学键,提高粒子的化学反应活性(大于热等离子体),而中性粒子的温度接近室温,这些优点为热敏性高分子聚合物表面改性提供了适宜的条件。

等离子体聚合物的性质与一般聚合物不同。它常具有高度交联的网络状结构,其密度大、强度高、附着力好,没有浸渍镀膜中溶剂和交联剂的影响,针孔极少,厚度易于控制,耐热性和耐化学性都比较好,而且线度也很稳定,可用作材料的防护层、绝缘层、气体和液体分离膜以及激光导向膜等,可应用于光学、电子学、医学等许多领域。

4.2.2 等离子体喷涂技术

等离子喷涂技术是一种采用专用设备利用热源将金属或非金属粉末加热到熔化或半熔化状态,并随高速气流喷射到工件表面,形成覆盖层,以提高工件耐蚀、耐磨、耐热等性能的表面工程技术,是热喷涂技术中最重要的组成部分。等离子喷涂采用电弧放电产生等离子体作为高温热源,以喷涂粉末材料为主,可喷涂几乎所有难熔的金属和非金属,具有喷涂效率高、涂层致密、结合强度高优点,且基材表面的热影响区小。等离子喷涂的基本原理如图 9.9-10 所示。

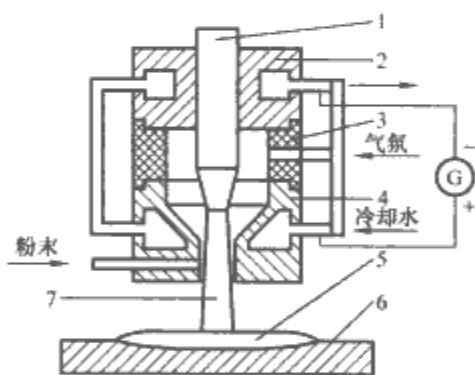


图 9.9-10 等离子喷涂原理图

1—阴极；2—阴极夹头；3—绝缘体；4—喷嘴（阳极）；
5—喷涂层；6—工件；7—等离子弧焰流

等离子喷涂的特点有零件无变形；涂层的种类多；工艺稳定，涂层质量高。此外，等离子喷涂还和其他喷涂方法一样，具有零件尺寸不受限制、基体材质广泛、加工余量小、可喷涂强化普通基材零件表面等优点。

大气等离子喷涂成套设备包括电源、控制柜、喷枪、送粉器、热交换器等部分，另外，等离子喷涂需要的辅助设备有喷涂通风柜、空气压缩机、油水分离器和喷砂设备等。

等离子喷涂技术不仅在航空航天工业中起重要的作用，而且在其他的工业部门如电力、冶金、化工、机械、纺织、医药卫生等也得到了广泛的应用。例如，汽车等发动机的阀门盖使用频率最高，最易磨损而要换件，但在其工作面喷涂耐磨材料后可使其工作寿命成倍提高。

4.2.2.1 层流等离子喷涂

任何流体（气体、液体）的流动都有层流与湍流两种流动状态。流体的流速小于某一值时，流体处于层状或流束状运动，流体质点间互不干扰地前进，没有横向运动，这种流

动状态叫做层流；反之，流体的流速大于该值时，流体有规则的运动受到破坏，原点交错而混乱地向前运动，除了纵向运动外，还有附加的横向运动，这种流动状态称为湍流。

等离子射流和一般流体的流动一样，亦有层流与湍流两种流动形式。用于喷涂的等离子弧焰（射流）大多为湍流状态。

层流等离子喷枪（发生器）的结构与湍流等离子喷枪的显著区别是气体通道和气体引入环的结构。在湍流喷枪中，该零件通常称为气体分配环，而在层流喷枪中该零件叫导流环更为确切。之所以称之为导流环，是因为它对初始气流进行了整流，使其湍流度大大降低，使得初始进入放电室的气体基本上是层流状的。

层流喷枪具有噪声低、束流集中（发散角小）、热保留性好、焰流中含有原工作气体成分高等优点，这是喷涂工艺试验的基础。初步工艺试验研究表明，对流动性好、密度较大的粉末，采用自重送粉法用层流喷出的涂层，其性能优于湍流喷涂的涂层，且能耗、耗气、噪声等均远低于湍流等离子喷涂，可以推广应用。但对较轻的粉末，如何选择粉末的粒度及其对熔化效果的影响还需进一步的工艺探索。

4.2.2.2 真空等离子喷涂

真空等离子喷涂是在低压充氮密闭容器中进行的，其基本原理同大气等离子喷涂类似，但是在真空气氛中进行的。被喷涂颗粒送入等离子焰流中加热至熔化或半熔化状态后，因无大气阻力，将以超音速喷射到工件表面形成涂层。

由于整个工艺过程都是在低压充氮气氛中进行的，因此与传统的大气等离子喷涂相比，真空等离子喷涂具有以下特点：①喷涂在低压充氮气氛中进行，等离子焰流长度由常压下的 40~50mm 被拉长到 300~400mm，粉末在焰流中得到充分的熔化，因此涂层与基体结合强度高、涂层致密、气孔率小于 1%；②在喷涂过程中保持气压平衡，消除了氧化、氮化和其他污染，特别适合制备各种活性金属材料（钛、钨、钼、铌等）或含有活性元素合金材料（如 MCrAlY）的涂层及复合涂层等；③惰性气氛保护可以大大提高工件的预热温度，并有利于基体与涂层之间相互扩散，减少涂层本身的内应力；④被喷涂零件接辅助电源，可以对工件进行离子溅射清洗或电子轰击加热，这都有助于基体与涂层结合强度的提高；⑤喷涂在密闭容器中进行，消除了噪声和辐射，改善了喷涂对环境的污染。

4.2.2.3 等离子喷涂涂层类型及其应用

等离子喷涂（包括大气等离子喷涂和真空等离子喷涂）由于等离子焰流温度高，理论上可以喷涂所有已知材料，因此在热喷涂中占有最重要的地位。其制备的涂层种类多，涂层性能好。表 9.9-2 为等离子喷涂涂层的主要应用领域和主要类型。

表 9.9-2 等离子喷涂涂层的应用领域和类型

| 应用领域 | 主要类型 | 涂层材料 |
|------------|--------------------|-----------------------------|
| 防护涂层 | 抗高温氧化涂层 | 镍基、钴基合金、 MCrAlY 合金、氧化物陶瓷 |
| | 耐磨料磨损和 冲蚀磨损涂层 | 碳化物、自熔性合金、 氧化物陶瓷 |
| 强化涂层 | 耐摩擦磨损涂层 | 铝合金、有色金属合金、 自熔性合金、氧化物陶瓷 |
| | 强腐蚀介质中的 耐磨耐腐蚀涂层 | 自熔性合金、 高温合金、陶瓷 |
| 特殊功能 涂层 | 热障涂层 | 氧化物陶瓷 |
| | 封严涂层 | 金属及非金属复合材料 |

4.3 离子束加工技术

4.3.1 离子束加工的原理和特点

在真空条件下，将氩（Ar）、氪（Kr）、氙（Xe）等惰性气体电离，并使离子在电场中加速，依靠离子所具有的动能对材料进行加工，这种方法称为离子束加工。

根据离子束具有的能量大小的不同，离子束加工可分为离子束溅射去除加工、离子注入和离子镀膜三种主要用途。

离子束溅射去除加工的原理是：首先把 Ar、Kr 或 Xe 之类惰性气体充入低真空（约 1Pa）的离子源中，用高频放电或直流放电使之等离子体化，接着用加速电极只将离子拉出来并使之加速，然后离子束进入高真空（约 1×10^{-4} Pa）加工室，并用静电透镜聚成细束向工件表面冲击，从工件表面打出原子或分子来。

把微聚焦 Ar 离子束当成车刀可以对微形轴类工件刻槽加工，把压扁的离子束当成凿子可以将工件表层欲去除的部分一层层或一个个原子地去除。如果加工时配有计算机控制的干涉仪同时测量和反馈表面状况，并控制离子束加工进程，则可以使加工表面完美的程度优于一切现有的加工手段。例如美国登月时留在月球上的测距用反光镜就是用这种方法的离子束溅射去除而成，否则用其他方法加工的反射镜所能反射回地球的光会弱到无法接收了。

不将从离子源引出的离子流聚交成束状，而是使它大体均匀地投射在大面积上，同时对工件采取掩膜等措施，也可以使工件溅射去除，进行微细加工。此法又叫离子刻蚀。

用于离子束溅射去除加工的离子能量一般为 10~20keV。当能量增加到几十万电子伏时，离子将穿入工件材料内部，即离子注入加工。离子溅射镀膜则是利用被加速了的离子在离子靶的镀敷材料上打出原子，并让这些带电原子团和原子在电场作用下附着到工件上的方法。

离子束加工的特点是：①离子束光斑直径可以聚焦到 1μm 以内，离子束流密度和离子的能量可以精确控制，并且可以通过光学系统进行扫描，因此能够微细加工，并能精密地控制加工效果；②加工在较高的真空中进行，污染少，特别适合于易氧化的金属、合金和半导体材料的加工；③离子撞击工件表面只产生微观的作用力，宏观作用力很小，因此加工应力小，工件不变形，适合于脆性、半导体和高分子材料的加工。

下面主要介绍离子束注入、沉积和刻蚀技术，并简述它们的主要应用。

4.3.2 离子注入技术及其应用

离子注入是离子经电场加速后具有足够高的能量而打入材料表面的过程。它可以在材料或工件基体性能不发生改变的情况下，使其表面发生某种性能的改变，以达到提高硬度、耐磨损、防腐蚀以及各种电、光、磁等性能的工程要求。

注入技术最早源于核技术领域的加速器，早期的注入机也基本是由加速器改造而成。注入技术初期的应用主要集中在半导体加工工艺中。在该工艺中，能够赋予半导体材料特殊电特性的主要一道工序是微量掺杂。离子注入、离子刻蚀和电子束曝光技术的结合，直接促使了超大规模集成电路的出现并飞速发展，进而促成了当今全新的电子工业、计算机工业甚至光通信技术全面发展的局面。

离子束材料改性技术是在离子注入的基础上发展形成的。从离子源中引出的离子经过加速获得很高的能量，然后进入磁分析器使其纯化。纯化后的离子再次加速以进一步提

高其能量，最后经过二维偏转扫描器使离子束均匀地注入到材料表面层中。调节注入离子的能量可精确控制阴离子的注入深度，用电荷积分仪可准确地测量注入离子的数量。

离子束注入加工技术具有同时改变材料表面结构和成分的特点。该技术具有以下优点：①注入过程中已进行了低温时效处理（低于 200°C ）；②不改变注入件的尺寸和形状，特别适合于精密贵重工件的表面处理；③能保持工件的光洁度；④注入的工具使用后能够再次注入，可多次重复使用；⑤可选区注入，特别适合于尺寸很大而磨损表面小的工具或工件；⑥已形成一定规模的市场，如医用人造关节、人造假肢、航空和航天用精密轴承和齿轮、塑料注模、金属加工、挤压或成型等。

离子束注入加工适用于各种固体材料和粉末材料改性要求，包括半导体、晶态与非晶态金属和非金属材料等。另一方面，离子束增强面积还可获得大于 $1\mu\text{m}$ 厚的改性膜和超硬膜，适于在恶劣条件、抗磨损和抗腐条件下的应用。现代材料表面改性技术还要求能够精确地控制材料表面的性质。离子束注入技术是一种比较理想的控制材料表面和界面特性的方法，这种技术不但已用于半导体和金属材料改性，而且已成为磁性材料、陶瓷材料、绝缘材料、超导材料、高分子材料和光学材料加工的重要手段，并在摩擦、抗疲劳、抗腐蚀、催化、新材料改性等方面存在巨大的潜在应用价值。

4.3.3 离子束沉积技术及其应用

从离子源中引出的离子束，当离子能量低到几百电子伏时，只有少量的离子注入到材料表面，而大多数低能离子则沉积到材料表面，称之为离子束沉积技术。一般采用氩等离子体通过溅射固体靶材形成大量离子，效果更好的方法是利用靶材与机壳（地）电弧放电产生大量靶材离子的离子源，再经栅极后通过电磁场加速使靶材离子沉积于基体表面形成薄膜。

在电弧放电过程中，往往出现大的材料颗粒溅落到样品表面，虽然对离子注入影响不大，但对制膜质量却有明显的影响，为了消除这种影响，在离子源和靶室之间加入磁过滤器。带电的离子能通过由螺旋弯管形成的弯曲的磁场，大颗粒则不可能通过弯管而被滤掉，经过滤后，用这项技术制备的膜具有如下优点：沉积膜同衬底结合牢固，且膜结构致密，膜的厚度可达几微米，也可制成超硬膜。如果采用多束沉积可合成合金膜和超硬陶瓷膜，目前已能成功制备类金刚石膜，所用的靶材为高纯石墨，光机为离子镀膜机。

动态反冲注入是真空中溅射制膜过程中辅助以离子束轰击的过程，如图 9.9-11 (a) 所示。从溅射源上引出低能 ($1\sim 4\text{keV}$) Ar 离子束轰击材料使之溅射到基体上，同时从轰击离子源引出的高能离子 ($20\sim 80\text{keV}$) 直接轰击基体，两个过程同时进行。也可将溅射源换成蒸发源 [见图 9.9-11 (b)]，这即是离子束辅助增强沉积或称离子束增强沉积。

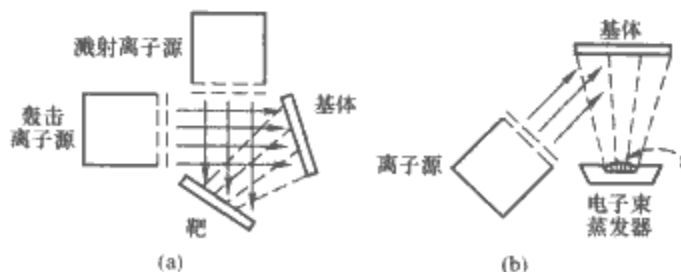


图 9.9-11 离子束增强沉积
(a) 溅射沉积；(b) 蒸发沉积

这是两个过程的结合，一个过程提供沉积物质，另一个

过程提供给沉积原子能量。这种加工过程最突出的特点是可获得很厚的表面改性层，如大于 $1\mu\text{m}$ ，有时可得到几十微米的改性层，这更适用于改善恶劣条件下工作的工件寿命。

如果轰击束改成 N、C 或 O，那么沉积膜将合成为超硬层。用这种技术也可以获得立方氮化硼和类金刚石薄膜，因而这种技术在增强材料耐磨、抗腐蚀和抗氧化性能方面更具广阔的应用前景。然而，使用这种技术要特别注意轰击离子能量与沉积原子数量的匹配问题，要使沉积的原子能量在几个电子伏，一般不要超过 10eV ，能量过低，离子束增强效果不大，能量过高了将引起辐射损伤，对制膜质量有坏的影响。

离子增强沉积技术已经在工业上进行了广泛的探讨，并在工业应用中取得了显著的成效。其主要应用有：①改善并延长工件或模具的使用寿命，应用对象有灯管成型模具、不锈钢冲压模具、集成电路板加工钻头和铣刀、计算机磁记录头、行波管及剃须刀等；②塑料带和金属箔沉积 TiN 膜；③大屏幕显示器的研制；④改进计算机磁头对磁场的灵敏性；⑤制备 X 光和紫外光干涉反射器、Cu (In, Ga) Se₂ 集合物太阳能电池；⑥医用植人体 Ag 或 Ta 的抗感染应用。

另外，利用离子束增强沉积低温沉积的特点，可灵活地在聚合物上形成合金层，制备出集成电路，包含有生物传感器、神经原和肌肉刺激器，可以用作人体健康状况的检测和诊断。

4.3.4 离子束刻蚀技术及其应用

离子束溅射刻蚀（见图 9.9-12）又称离子铣、离子研磨或离子抛光，其工作原理是利用 $300\sim 1500\text{eV}$ 能量的离子束轰击工件（靶材）表面，入射粒子的动能传递给靶材原子，使靶材表面原子被溅射而达到刻蚀的目的，这是一种纯物理过程。它虽然刻蚀速率较低，但有刻蚀极限尺寸小、台阶坡度可控、各向异性好、刻蚀范围不受限制等优点，因此这项技术仍在继续受到重视并不断向前发展。

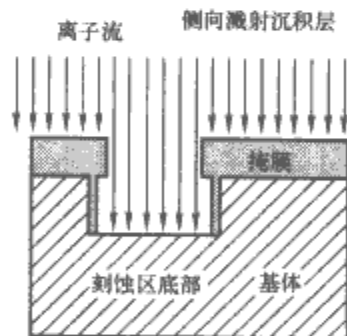


图 9.9-12 离子束刻蚀示意图

离子束可以刻蚀金属、半导体、绝缘体有机物等各种材料，是重要的干法加工手段，尤其适于半导体大规模集成电路和磁泡器件等的微细加工。在刻蚀图形精度、台阶坡度控制、刻蚀均匀性和重复性方面，离子束刻蚀工艺比其他刻蚀方法更适用于大规模集成电路和超大规模集成电路。

反应离子束刻蚀则集中了离子束溅射刻蚀和等离子体刻蚀的优点。它既利用了轰击离子的物理溅射，又利用了活性粒子的化学作用，使刻蚀速率比单纯等离子刻蚀或单纯的离子束溅射刻蚀快得多。反应离子束刻蚀的缺点是不能独立控制离子的通量、浓度及入射方向，刻蚀范围受到一定限制。

离子束刻蚀以其适于精加工的特点而应用于各个领域。如高精度加工、表面抛光、图形刻蚀、电镜试样制作，以及石英晶体振荡器、集成光学、各种传感器器件的制作等。

4.3.5 聚焦离子束加工技术及其应用

液态金属离子源的开发推动了聚焦离子束技术的发展，

使它成为一种用途广泛的微细加工工具。尤其在半导体集成电路的生产开发中,聚焦离子束已经成为一个不可缺少的加工手段。聚焦离子束在电场作用下可被加速或减速,以任何能量与靶材发生作用,并且在固体中有很好的直进性;离子具有元素性质,因此聚焦离子束与物质相互作用时能产生许多可被利用的效应。所以,聚焦离子束被广泛应用在离子束曝光、注入、刻蚀、沉积、镀膜、抛光、钻孔和研磨等领域。

聚焦离子束技术是利用静电透镜将离子束聚焦成极小尺

寸的显微切割技术,商用聚焦离子束系统的粒子束是从液态金属离子源中引出的。由于 Ga 元素具有低熔点、低蒸汽压以及良好的抗氧化力,因而液态金属离子源中的金属材料多为 Ga。

聚焦离子束在半导体行业有着重要作用,可用来切割纳米级结构,对光刻技术中的屏蔽板进行修补,制作透射电镜样品,分离和分析集成电路的各个元件,激活由特殊原子组成的材料,使其具有导电性等。随着微电子工业的发展,聚焦离子束加工及其应用技术也必将被提高到一个新的水平。

参 考 文 献

- [1] 秦曾衍. 高压强脉冲放电及其应用. 北京: 北京工业大学出版社, 2000.
- [2] 王莹, 马富学. 新概念武器原理. 北京: 兵器工业出版社, 1997.
- [3] 肖蕴华. 电脉冲对金属材料性能的影响. 上海工程技术大学学报, 2005, 19(1): 12-14.
- [4] 姚可夫, 王沛玉. 脉冲电流对金属材料塑性变形和组织结构与性能的影响. 机械强度, 2003, 25(3): 340-342.
- [5] 刘晓平, 陈强, 杨程. 电脉冲改善金属材料组织的应用现状. 铸造设备研究, 2005(4): 51-54.
- [6] 王俊, 孙宝德, 疏迭. 材料研究中的电脉冲处理技术. 材料导报, 1999, 13(2): 19-21.
- [7] 杨丽红, 黄金亮, 殷鏖. 电脉冲在现代材料制备与研究中的应用. 热加工工艺, 2003(2): 51-53.
- [8] 刘宗德, 安江英, 杨昆. 电爆炸高速喷涂新技术研究. 爆炸与冲击, 2001(1): 17-20.
- [9] Wang Ying, Richard Marshall, Cheng Shu kang. Physics Of Electric Launch; SciencePublishots, 2004.
- [10] Richard A Marshdl, Wang Ying. RAILGUNS; their SCIENCE and TECHNOLOGY. MechanicsIndustry-Press, 2004.
- [11] 王燕, 赵艳辉, 白希尧. DBD 等离子体及其应用技术的发展. 自然杂志, 2002, 24(5): 277-282.
- [12] 张海峰, 邵福球. 等离子体技术在军事上的应用. 国防科技, 2003(4): 38-41.
- [13] 张芝涛, 鲜于泽, 白敏冬. 电荷电压法测量 DBD 等离子体的放电参量. 物理, 2003, 32(7): 458-463.
- [14] 管潇津. 等离子体过程诊断与应用. 保定师范专科学校学报, 2004, 17(2): 21-24.
- [15] Ross J R. 工业等离子体工程第 I 卷基本原理. 吴坚强, 季天仁, 等译. 北京: 科学出版社, 1998.
- [16] 刘广域, 等. 电子机械系统及应用. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2003.
- [17] 刘晓明, 等. 微机电系统设计与制造. 北京: 国防工业出版社, 2006.
- [18] 张文栋, 等. 微光机电系统. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [19] 曲兴华. 仪器制造技术. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [20] 泽田廉士, 等. 微光机电系统. 李元燮, 译. 北京: 科学出版社, 2005.
- [21] Nadim Maluf. An Introduction to Miroelectrormechanical System Engineering. Norwood, USA, AR-TECH HOUSE, Inc., 2000.
- [22] Tai-Ran Hsu. 微机电系统封装. 姚军, 译. 北京: 清华大学出版社, 2006.
- [23] Rao R. Tummala. 微系统封装基础. 黄庆安, 等译. 南京: 东南大学出版社, 2005.
- [24] SPIE-The Internatiobal Society for Optical Engineering. Handbook of Microlithography, Micromachining and Microfabrication. Bellinghan Washington. Published by SPIE, 1997.
- [25] 孙传友, 等. 感测技术与系统设计. 北京: 科学出版社, 2004.
- [26] 松井邦彦. 传感器实用电路设计与制作. 梁瑞林, 译. 北京: 科学出版社, 2005.
- [27] 李庆祥等. 现代精密仪器设计. 北京: 清华大学出版社, 2004.
- [28] 袁遮俊. 纳米科学与技术. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 2005.
- [29] 居滋象, 吕有昌, 荆伯弘. 开环磁流体发电. 北京: 北京工业大学出版社, 1998.
- [30] 谭作武, 恽嘉陵. 磁流体推进. 北京: 北京工业大学出版社, 1998.
- [31] 韩至成. 电磁冶金学. 北京: 冶金工业出版社, 2001.
- [32] 严陆光, 王子凯, 薛翠玲. MHD 船舶推进超导磁体的研制. 电工电能新技术, 1999, 3: 59-64.
- [33] Yan L G, et al. Progress of the MHD Ship Propulsion Project in China. IEEE Transaction on Applied Superconducting, 2000, 10(1): 951-954.
- [34] K. Nishigaki, et al. Elementary Studies on Superconducting Electromagnetic Ship with Helical Insulation Wall, Cryogenics 40, 2000: 353-359.
- [35] 沙次文, 等. 强磁场条件下电磁流体推进器性能的试验研究. 高技术通讯, 2003, 13(11): 66-70.
- [36] 沙次文, 等. 超导螺旋式电磁流体推进试验船 (HEMS-1). 高技术通讯, 2000, 10(6): 91-94.
- [37] Peng Yan, et al. Superconducting MHD Helical Channel Experimental Ship "HEMS-1". Proceedings of the 15th International Offshore and Polar Engineering Conference. 2005. 576-582.
- [38] Takeda Minoru, et al. Improvement in MHD Separation Device for Separation of Oil from Oil-contaminated Seawater Using High-field Superconducting Magnet. Proc 7th Int Marine Engineering Symp, Tokyo. 2005. 315-328.
- [39] Yan Peng, et al. Fundamental Study on Oil Spill Recovery from Oil-contaminated Seawater by MHD Method. ICMHD2005. 2005. 319-322.
- [40] Kuranov A L, Sheikin E G. Application of MHD Generator with Nonequilibrium Conductivity to Control Scramjet Performance. ICMHD2005. 2005. 247-253.
- [41] Susumu Kaminaga, Hiroyuki Yamasaki, Sadatake Tomioka. Flow Chracteristics in MHD Energy Bypass Scramjet Engine. ICMHD2005. 2005. 254-260.
- [42] Bochrov A N, Bityurin V A, Lineberry J. Study of MHD Interaction in Hypersonic Flows, ICMHD2005. 2005. 399-416.
- [43] Gerbeth G, Weier T, Shatrov V, Mutschke G. Electromagnetic seawater oil control from old ideas to recent results. International Workshop on The History of Magnetohydrodynamics, 2004.
- [44] Yan Peng. Performance Analysis and Experimental Study on Helical Channel MHD Thruster. Graduate School of Systems and Information Engineering University of Tsukuba, 2001.

- [45] 张国艳. 磁流体油污海水分离回收装置中流动过程的数值模拟. 北京: 中国科学院研究生院, 2006.
- [46] Brown M R, Goldhammer L J, et al. Characterization Testing of Dual Junction GaInP₂/GaAs/Ge Solar Cell Assemblies. 26 th PVSC, 1997.
- [47] 陈景贵. 化学与物理电源. 北京: 国防工业出版社, 1999.
- [48] 于景荣, 衣宝廉, 韩明. 高功率密度质子交换膜燃料电池. 电源技术, 1999.
- [49] 衣宝廉. 燃料电池技术的现状与未来. 电源技术, 1998.
- [50] 林良真, 张金龙, 等. 超导电性及其应用. 北京: 北京工业大学出版社, 1998.
- [51] 王秋良. 高磁场超导磁体科学. 北京: 科学出版社, 2006.
- [52] 林良真. 高温超导输电和物理研究. 物理, 1997, 26(5): 291.
- [53] Balachandran U. Recent advances in development of high T_c superconductors for electric power applications. ISTEJ Journal, 1998, 11(1): 35-42.
- [54] Hassenzahl W V. Applications of superconductivity to electric power systems. IEEE Power Engineering Review, 2000, 20(5): 4-7.
- [55] Hull J R. Applications of high-temperature superconductors in power technology. Rep. Prog. Phys., 2003, (66): 1865-1886.
- [56] 林良真. 我国超导技术研究现状及展望. 电工技术学报, 2005, 20(1): 1-7.
- [57] K. Sato, et al. The latest development of high T_c superconducting cable. Proceedings of ICEC19, 225-232, Grenoble, 2002.
- [58] Y. B. Lin, et al. Development and testing of 10.5kV/1.5kA HTS power cable. Proceedings of ICEC 20, 649-652, Beijing, 2004.
- [59] 向晓东. 现代除尘理论与技术. 北京: 冶金出版社, 2002.
- [60] 王显龙, 何立波, 贾明生, 陈恩鉴. 静电除尘器的新应用及其发展方向. 工业安全与环保, 2003, 23(11): 3-6.
- [61] 邓云峰, 刘功智, 张国权. 宽间距长芒刺静电除尘技术的应用. 中国安全科学, 2003, 13(10): 41-44.
- [62] 邱鸿恩, 吴丹, 王睿. 烟气同时脱硫脱硝技术进展. 化学工业与工程技术, 2004, 25(6): 1-5.
- [63] 苏亚欣, 毛玉如, 徐璋. 燃煤氮氧化物排放控制技术. 北京: 化学工业出版社, 2005.
- [64] 雷仲存. 工业脱硫技术. 北京: 化学工业出版社, 2001.
- [65] J. R. 罗思. 工业等离子体工程. 北京: 科学出版社, 1998.
- [66] 卞文娟, 杨彬, 雷乐成. 液电等离子体处理有机废水. 环境污染治理技术与设备, 2003, 4(5): 80-84.
- [67] 江芳, 韩永忠. 高梯度磁分离技术在废水处理中的应用. 污染防治技术, 2002, 15(3): 17-19.
- [68] 崔志激, 何为庆. 工业废水处理. 2版. 北京: 冶金工业出版社, 1999.
- [69] 李旭东, 杨芸. 废水处理技术及工程应用. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [70] 胡辉, 李胜利, 杨长河. 放电等离子体处理挥发性有机物的研究进展. 高电压技术, 2002, 28(3): 43-47.
- [71] 张梅, 张文静, 杨雪霞, 钟方川. 常压低温等离子体灭菌消毒技术. 中国医学物理学杂志, 2006, 23(6): 427-431.
- [72] Mizuno. Electrostatic Precipitation. IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul., 2000, 17(5): 615-624.
- [73] Ebner A D, Ritter J A. High-gradient magnetic separation for the treatment of high-level radioactive wastes. Separation Science and Technology, 1999, 34(6-7): 1333-1350.
- [74] T. Oda. Non-thermal plasma processing for environmental protection: decomposition of dilute VOCs in air. J. Electrostatics, 2003, 57: 293-311.
- [75] Moisan M, Barbeau J, Moreau S. Low temperature sterilization using gas plasma: a review of the experiments and an analysis of the inactivation mechanisms. Int. J. Pharmaceutics, 2001, 226: 1-21.
- [76] 包尚联. 脑功能成像物理学. 河南: 郑州大学出版社, 2006.
- [77] 刘国强. 医学电磁成像. 北京: 科学出版社, 2006.
- [78] 尧德中. 脑功能探测的电学理论与方法. 北京: 科学出版社, 2003.
- [79] 邢婉芬, 程京. 生物芯片技术. 北京: 清华大学出版社, 2004.
- [80] 颜威利, 徐桂芝, 等. 生物医学电磁场数值分析. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [81] 赵喜平. 磁共振成像系统的原理及其应用. 北京: 科学出版社, 2000.
- [82] 郑以勤, 姜宗义, 小谷诚. 磁成像技术及其临床应用. 北京: 人民卫生出版社, 2001.
- [83] He B. Modeling and imaging of bioelectric activity: principles and applications. Dordrecht/New York: Kluwer Academic/Plenum Publishers, 2004.
- [84] 董秀珍. 生物电阻抗技术研究进展. 中国医学物理学杂志, 2004, 21(6): 311-317.
- [85] 何为, 杨浩, 刘和平. 结合有限元和边界元方法求解三维心电图逆问题. 中国生物医学工程学报, 2001, 20(5): 410-416.
- [86] 侯文生, 郑小林, 等. 基于磁定位的消化道微型药物释放装置动态跟踪技术研究. 北京生物医学工程, 2005, 24(1): 36-38.
- [87] 李国荣, 马维国, 等. 动力性主动脉瓣研究近况. 生物医学工程学报, 2000, 17(4): 407-500.
- [88] 马官营, 颜国正, 等. 人体消化道内微机电系统线圈耦合系数分析. 北京生物医学工程, 2006, 25(5): 486-489.
- [89] 夏灵, 肖国臻, 吕维雪. 生物电磁学的研究动态. 生物物理学报, 1997, 13(3): 519-525.
- [90] 夏灵, 叶学松, 等. 基于动态心脏模型的体表心电图仿真研究. 中国生物医学工程学报, 2006, 25(3): 257-262.
- [91] 肖贵遐, 韩冰, 等. 生物电阻抗技术的医学运用. 中国医学物理学杂志, 2003, 20(4): 287-290.
- [92] 张建涛, 夏东. 永磁齿轮在人工心脏中的应用研究.

- 微特电机, 2005, 33(9): 5-6, 10.
- [93] 张永顺, 刘巍, 等. 外磁场驱动医用微型机器人的研究现状与展望. 机器人, 2005, 27(3): 278-283.
- [94] 赵舒, 任超世. 生物电阻抗法检测胃动力功能. 国际生物医学工程杂志, 2006, 29(2): 92-95.
- [95] 朱浩. 对心电活动建模与仿真研究的若干认识. 中国医学物理学杂志, 2000, 17(1): 26-28.
- [96] Feldman Y, Ermolina I, Hayashi Y. Time domain dielectric spectroscopy study of biological systems. IEEE Trans. Diel. Elec. Insul. L, 2003, 10(5): 728-753.
- [97] B. Giese, J. Amaudrut, et al. Direct observation of hole transfer through DNA by hopping between adenine bases and by tunneling. Nature, 2001, 412(19): 318-320.
- [98] Gleich B, Weizenecker J. Tomographic imaging using the nonlinear response of magnetic particles. Nature, 2005, 435: 1214-1217.
- [99] Griffiths H. Magnetic induction tomography. Meas. Sci. Technol., 2001, 12(8): 1126-1131.
- [100] Megens M, Prins M. Magnetic biochips: a new option for sensitive diagnostics. J. Magn. Magn. Mater., 2005, 293(1): 702-708.
- [101] Pankhurst Q A, Connolly J, et al. Applications of magnetic nanoparticles in biomedicine. J. Phys. D: Appl. Phys., 2003, 36(13): 167-181.
- [102] Pannetier M, Fermon C, et al. Femtotesla magnetic field measurement with magnetoresistive sensors. Science, 2004, 304(5677): 1648-1650.
- [103] Sendoh M, Ishiyama K, Arai K I. Direction and individual control of magnetic micromachine. IEEE Trans. Magnetics, 2002, 38(5): 3356-3358.
- [104] Vernier P T, et al. Gundersen. Nanosecond electroperturbation-mammalian cell sensitivity and bacterial spore resistance. IEEE Trans. on Plasma Science, 2004, 32(4): 1620-1625.
- [105] Weaver J C. Electroporation of cells and tissues. IEEE Trans. on Plasma Science, 2000, 28(1): 24-33.
- [106] Weitschies W, Wedemeyer J, et al. Magnetic markers as a noninvasive tool to monitor gastrointestinal transit. IEEE Trans. Biomedical Engineering, 1994, 41(2): 192-195.
- [107] Xu H, Song T, Bao X, Hu L. Site-directed research of magnetic nanoparticles in magnetic drug targeting. J. Magn. Magn. Mater., 2005, 293(1): 514-519.
- [108] Yao C, et al. Experimental studies on killing and inhibiting effects of steep pulsed electric field (SPEF) to target cancer cell and solid tumor. IEEE Trans. on Plasma Science, 2004, 32(4): 1626-1633.
- [109] 中国机械工程学会, 中国材料研究学会, 中国材料工程大典编委会. 中国材料工程大典: 第24卷, 材料特种加工成形工程(上). 北京: 化学工业出版社, 2006.
- [110] 中国机械工程学会, 中国材料研究学会, 中国材料工程大典编委会. 中国材料工程大典: 第25卷, 材料特种加工成形工程(下). 北京: 化学工业出版社, 2006.
- [111] 机械工程手册/电机工程手册编委会. 电机工程手册: 应用卷(二). 2版. 北京: 机械工业出版社, 1997.
- [112] 曹凤国. 电火花加工技术. 北京: 化学工业出版社, 2005.
- [113] 郭永丰, 白基成, 刘晋春. 电火花加工技术. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 2005.
- [114] 张通和, 吴瑜光. 离子束技术在工业中的应用. 机械工人(热加工), 2004(7): 9-13.
- [115] 马向国, 顾文琪. 聚焦离子束加工技术及其应用. 微纳电子技术, 2005(12): 574-582.
- [116] 张学仁, 刘晋春. 数控电火花线切割加工技术. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 2000.
- [117] Sheu B L, Wang Y L. Emission properties of a dual ion/electron source based on Au-In alloy. Applied Physics, 2002, 80(8): 84-87.
- [118] Reyntiens S, Puers R. A review of focused ion beam applications in Microsystem technology. J Micro-mech Microeng, 2001, 11: 287.
- [119] 师华. 静电除尘装置中粉体粒子的荷电性质和力学行为. 静电, 1994(1): 2-10.
- [120] 茹至刚. 废水治理工程技术. 北京: 中国环境科学出版社, 1989.
- [121] Kawamura K. On the removal of NO and SO₂ in exhaust gas from the sintering Mashine by electron Beam irradiation. Radiat. Phys. Chem., 1980, 16: 133-138.
- [122] Daniel Storch G, Mark Kushner J. Destruction mechanisms for formaldehyde in atmospheric pressure low temperature plasmas. J. Appl. Phys., 1993, 73(1): 51-57.
- [123] 朱怀义. 放电力新现象及电蚀加工机理的新观点. 电工电能新技术, 1991(4): 5-36.

第 10 篇 电工标准化与合格 评定、电工计量

主 编 单 位：中国电力企业联合会

国网电力科学研究院

中国电力科学研究院

主 编：陆宠惠 蔡崇积 辛德培 宗建华 于 明

编 写 人 员：辛德培(中国电力企业联合会)

蔡崇积(国网电力科学研究院)

乔 东(中国合格评定国家认可委员会)

曾雁鸿(机械工业北京电工技术经济研究所)

宗建华(中国电力科学研究院)

于 明(中国电力企业联合会)

唐 海(清华大学建筑设计院)

陆宠惠(中国电力企业联合会)

第1章 标准化

随着我国经济的快速发展,标准化工作日益完善、迅速提高,不仅对整个国民经济的技术进步,保证安全生产、经济运行起到积极作用,而且还在促进国际交流、环境保护、维护市场的公平竞争、促进科技成果转化成为生产力等方面起到了无法替代的作用。

1 标准化概况

1.1 发展历程

18世纪后半叶发生了工业革命,以水力、风力,尤其是以蒸汽、电力为动力的机械的出现和大量使用,促使社会生产力空前提高,市场经济更加发达。出于增加利润、降低成本、提高劳动生产率的目的,人们注意研究和改进组织机械化大生产的方法,标准化的概念逐渐形成并得到迅速发展,特别是在生产技术领域,以生产的各个环节为对象,在追求统一性、互换性和简化生产、操作程序及产品、零部件规格方面,制定大量技术标准,有力地推动了生产水平的提高。在认识到标准化的作用、意义之后,人们开展标准化活动的自觉性、积极性空前高涨,利用数学等成果为工具进行标准化研究,把标准化从经验的层面提高到理论的高度,开始成为管理科学的一部分,许多研究成果成为标准化的理论基础;广泛宣传、普及、推动这项活动,一时间涌现出许多标准化组织。

近代工业生产中应用互换性原理组织生产的代表人物是美国的艾里·惠特尼(1765~1824年),当时美国独立未久,出于国内战争的需要,政府和他签订了一份供应来复枪的合同。在预计按传统方法无法完成合同任务后,惠特尼选了一支造得最好的枪拆开来,用零件作模型,然后进行分工,做枪栓的只做枪栓,做撞针的只做撞针……组装的只负责组装。专业化生产保证了零件的互换性,大大提高了工作效率,按时完成了合同任务。惠特尼也因此成了美国人心目中的“美国现代化工业标准化之父”。

在操作规范化方面较早做系统研究的代表人物为弗雷德里克·泰勒(1856~1915年)。他以一位优秀操作工为对象,把操作过程分解成动作,分析记录每一个动作的必要性、动作构成和所用的时间,甚至还对工件工具摆放的位置进行研究,之后制定操作标准,让其他工人执行,达到“一项工作只有一个最好的(标准的)方法、一种最好的(标准的)工具和在一个明确的(标准的)时间里完成”的目的。此后,泰勒又发展他的思想,加进工具设备标准化、技术培训、奖惩制度以及管理人员和工人相结合等内容,形成一套系统的管理方法,类似今天的管理标准、工作标准。他的《科学管理》一书曾一度成为西方企业管理的经典之作。

亨利·福特(1863~1947年)是较早跳出生产的个别环节,注重在生产全过程采用标准化方法的企业管理者,按照标准化、通用化、系列化方法主持设计的汽车开始大量生产。

在标准化理论研究方面,首先应该提到美国人约翰·盖拉德。他在1934年出版的《工业标准化——原理与应用》

一书中系统地论述了有关标准化的多方面理论问题,并载有许多实际事例,对标准化知识的传播、对当时和以后世界标准化活动的开展以及相关理论研究都有重要的作用。盖拉德还是最早给标准化下定义的人之一。这一时期许多关于企业管理的著述里都能看到标准化的内容,如《工业管理法则》,提出工业企业管理中关于标准化的四项原则,即“工序划分的专门化,人员分工的专门化,设备工具的专门化,简化规格的产品专门化”。应用数学工具进行标准化方法研究的例子,如优先数^[1]原理用于简化气球上所使用的绳索尺寸规格。法国工兵上校雷诺是最早提出优先数^[1]概念的人,他用优先数原理把当时热气球上425种绳索的规格简化为17种。后来这种方法发展成简化产品规格的重要方法并制定成标准发布。为了纪念雷诺,人们把优先数系称作雷诺数系。

19世纪后半期以来,许多国际性组织在世界范围普及和推动标准化活动,如国际计量大会、国际电工委员会、国家标准化组织(即后来的国际标准化组织),地区组织如欧洲标准化委员会等。很多组织的活动一直延续至今,在标准化工作方面发挥了良好作用。

国际计量大会成立于1875年,是巴黎国际米制公约的最高权力机构,由公约国代表组成。其任务是推广、改进国际单位制、计量基准、计量标准,批准计量学方面新的测量结果和具有国际意义的关于计量科学的决议。国际电工委员会即IEC(International Electro-technical Commission)1906年成立于伦敦,是非政府性质的国际组织。1947年国际标准化组织ISO(International Organization for Standardization)成立时,IEC并入其中,作为它的电工部门,总部由伦敦迁至日内瓦。IEC的宗旨是促进电子、电气工程标准化领域的国际合作和相互了解。它所制定的标准被认为是电工技术方面的国际标准。IEC也是联合国经济社会理事会的乙级咨询机构。ISO是世界上最重要的科技合作组织,联合国的甲级咨询机构,也是非政府性质的组织,1947年成立于伦敦。组织的宗旨是促进国际标准化活动的发展,以利于物流与互助,并扩大世界范围内的知识、科学、技术、经济方面的合作。其任务是制定国际标准,协调世界范围内的标准化事务,与其他国际组织合作研究有关标准化方面的问题。ISO和IEC的组织形式大致相同:会员大会是最高权力机构,理事会负责日常工作,根据专业设置技术委员会,委员会以下根据专题设置工作组。ISO和IEC成立至今都制定了大量技术标准,推荐给各国应用。

在我国,虽然很早就做了许多具有标准化意义的工作,但是按照现代标准化概念和国际上流行的做法开展标准化活动于1931年才开始。国民政府在当年设置了官办的标准化机构——工业标准化委员会,1934年与度量衡局合并,1947年在经济部领导下组建中央标准局。至1949年,工业标准化委员会发布机械、冶金、电气、化工、轻工、建材等行业共79项标准。同时,该委员会还发布了一些相关的行政法规性的文件,如《标准化法》、《国家标准制定办法》等。1945、1946年连续两年派代表参加分别在纽约、伦敦召开的国际标准化协会成立大会和会员国会议,并于1947

年加入了 ISO，被选为理事国。从现代标准化概念传入我国之后，我国即把标准化工作置于政府管辖之下，成为国家行为。

新中国成立以后，标准化工作采用由政府管理的模式，在中央技术管理局中设标准规格处，负责组织制定标准的工作。以后这项工作转到国家技术委员会标准化局。1978 年，国务院设直属机构国家标准总局，为我国主管标准化工作的行政管理部门。1982 年改为国家标准局。1988 年 7 月，由原国家标准局、国家计量局和国家经委质量局等单位合并而成国家技术监督局，仍为国务院直属机构，内设标准化司统一管理全国标准化工作；此外，该局还有计量司、质量监督司、质量管理司等十余个机构，负责计量和技术监督等业务。1998 年政府机构改革时，国家技术监督局更名为国家质量技术监督局，业务范围也作了相应调整，2000 年又调整为国家质量技术监督检验检疫局。2001 年的 8 月 7 日，国务院正式决定将国家质量技术监督局与国家出入境检验检疫局合并，组建中华人民共和国国家质量监督检验检疫总局（简称国家质检总局），作为国务院主管全国质量、计量、出入境商品检验、出入境卫生检疫、出入境动植物检疫和认证认可、标准化等工作，并行使行政执法职能的直属机构。根据国务院授权，标准化的行政管理职能交给国家质检总局所属的事业单位中国国家标准化管理委员会承担。在政府的领导和组织下，我国标准化活动蓬勃开展，在改善企业管理、提高产品和服务质量、规范市场秩序等方面都取得很大的成绩。

20 世纪 50 年代，我国电气工程行业（包括电气设备制造行业、电力行业等）以原苏联标准为基础，制定了很多电气设备制造和电力设计、施工、运行、检修、试验等方面的标准，对保证我国电气设备制造工业、电力工业的快速发展、安全发供电起了重大作用。自 20 世纪 60 年代起，结合我国电气工程行业的实践经验，修订了原有标准，并制定了一批新的标准。自 20 世纪 80 年代中期起，电气工程行业专门设立了标准化管理机构，标准化工作得到较快发展。

1989 年 4 月 1 日《中华人民共和国标准化法》（简称为《标准化法》）正式施行，从此，我国标准化工作进入法制化管理时期。

电气工程行业国家标准和行业标准的制修订工作完成较好，基本满足了电气工程行业的企业生产管理和电气工程行业对外贸易的需要。专业标准化技术委员会是标准化工作的基本力量，承担着起草和审查标准、宣传贯彻标准、为行业标准化工作提供建议等重要工作；受国家标准化行政主管部门委托，归口管理有关专业的国家标准化技术委员会和有关专业的国际电工技术委员会（IEC/TC）的中国业务。

1.2 标准化与标准

标准化是现代化生产的科学管理手段之一，已成为现代化大生产的重要的基础工作之一。

1972 年英国的桑德斯（T. R. B. Sanders）在《标准化的目的与原理》一书中关于标准化的定义是：“标准化是为了所有有关方面的利益，特别是为了进行最佳的全面经济管理并适当考虑到产品使用条件与安全要求，在所有有关方面的协商下，进行有秩序的特定活动所制定并实施各项规则的过程”。1983 年 7 月国际标准化组织（ISO）第二号指南（第四版）关于标准化的定义是：“标准化主要是对科学、技术与经济领域内重复应用的问题给出解决办法的活动，其目的在于获得最佳秩序。一般说来，包括制定、发布与实施标准

的过程”。在我国国家标准 GB/T20000.1—2002《标准化工作指南第 1 部分标准化和相关活动的通用词汇》中，关于标准化的定义为：“为了在一定的范围内获得最佳秩序，对现实问题或潜在问题制定共同使用和重复使用的条款的活动”。此外，关于这个定义还有两个注：“注 1：上述活动主要包括编制、发布和实施标准的过程。注 2：标准化的主要作用在于为了其预期目的的改进产品、过程或服务的适用性，防止贸易壁垒，并促进技术合作。”标准化活动主要包括制定、发布和实施标准三个过程。

关于标准化的各种定义有一个共同的特点，就是标准化的目的是在一定范围内获得最佳秩序，标准化是制定共同的和重复使用的规则的活动。

随着经济发展，标准化已渗透到经济、技术和科学各个领域。电气工程行业标准化是指电气设备制造行业、电力行业的标准化。电气工程行业标准化工作对电气工程行业的快速、稳定发展起着十分重要的作用。

1.3 标准化基本原理

1972 年，英国的桑德斯在他主编的《标准化的目的与原理》一书中最早提出了标准化七条原理并进行了详细的阐述。七条原理的主要内容是：①标准化从本质上来看，是人们有意识地努力使其统一的做法，标准化不仅是为了减少目前的复杂性，而且也以预防将来产生不必要的复杂化作为目的；②标准化不言而喻是经济活动，也是社会活动，应该在所有有关者的互相协作下推动工作，也应该在全体同意的基础上制定标准；③出版了的标准如不实施，就没有任何价值；④决定标准时的行动，实质上是选择以及将其固定之；⑤标准在规定的时间内，应该按照需要进行重新认识与修订；⑥在规定产品的性能或其他特点时，规格中必须包括关于所使用的各种方法和检验说明，以便确定该指定商品是否与规格相符；⑦关于国家标准以法律强制实施的必要性，应该谨慎考虑其标准的性质、工业化程度及其社会上现行的法律和形势等各方面情况。

在国内的有关著作和文章中，还有“四原理”、“五原理”、“六原理”、“八字原理”等的提法，其中比较多的是“四原理”。

“标准化四原理”是标准化四条基本原理的简称。其主要内容是：①统一原理，即对具有等效功能的标准化对象（物质的、文字的），或其技术要素（尺寸、参数等）进行合理归并、精选，使之达到通用互换或成为共同遵循依据的原理；②简化原理，即保证在一定时期内适应需要的前提下，合理减少品种、型号、规格，并使之形成系列的原理；③协调原理，即在一定时间和空间内，使标准化对象内外相关因素达到平衡和相对稳定的原理；④最优化原理，即根据标准化的目的，评价和求解“标准”目标的最优解答的原理。

1.4 标准化工作的基本任务

《标准化法》中规定了标准化工作的任务是“制定标准、组织实施标准和对标准的实施进行监督”。

1.5 标准的实施和监督

1.5.1 标准的实施

《标准化法》第三章规定了标准的实施原则：

（1）强制性标准，必须执行。不符合强制性标准的产品，禁止生产、销售和进口。推荐性标准，国家鼓励企业自愿采用。

(2) 企业对有国家标准或者行业标准的产品,可以向国务院标准化行政主管部门或者国务院标准化行政主管部门授权的部门申请产品质量认证。认证合格的,由认证部门授予认证证书,准许在产品或者其包装上使用规定的认证标志。

(3) 出口产品的技术要求,依照合同的约定执行。

(4) 企业研制新产品、改进产品,进行技术改造,应当符合标准化要求。

实施标准是标准化工作的目的,是标准化工作全过程中的重要一环。通过实施标准,确保电气工程行业各个环节都获得最佳效益,保证电力生产和供电安全、稳定。

1.5.2 标准实施的监督

监督是实施标准的重要手段,《标准化法》规定:由“县级以上政府标准化行政主管部门负责对标准的实施进行监督检查”。监督是国家权力机关、国家行政机关对标准实施进行监督,标准的实施和监督都是标准化工作的重要手段。

《标准化法》还规定:“县级以上政府标准化行政主管部门,可以根据需要设置检验机构,或者授权其他单位的检验机构,对产品是否符合标准进行检验”。设立检验机构是落实标准实施监督工作的重要措施。

2 标准化的发展

电气工程行业标准化工作主要包括电气设备制造行业标准化工作和电力行业标准化工作。电气设备制造行业标准化工作和电力行业标准化工作在标准化基本理论、标准化工作的基本任务、标准化工作的管理、标准的制定、标准化工作的基本队伍、企业标准化工作等方面基本相同。

电气设备制造行业标准化工作和电力行业标准化工作的主要区别是标准归口管理范围不同,电气设备制造行业标准化工作主要负责电气设备的产品标准和有关的基础标准,电力行业标准化工作主要负责电力系统及其设备的规划、设计、安装、运行、检修、试验标准和有关的基础标准;按上述标准归口管理范围分工归口管理有关专业的国家标准化技术委员会和有关专业的国际电工技术委员会(IEC/TC)的中国业务。

2.1 标准化工作概况

标准化工作主要包括制定、发布和实施标准的三个过程。标准化工作对电气工程行业的快速、稳定发展起着十分重要的作用。

以下介绍与标准化工作有关的基本概念。

2.1.1 标准的分级和分类

《标准化法》规定我国标准分为四级:国家标准、行业标准、地方标准和企业标准。还规定:“对需要在全国范围内统一的技术要求,应当制定国家标准。国家标准由国务院标准化行政主管部门制定”。对于工程建设、药品、食品卫生、环境保护国家标准,考虑到有一定的特殊性,分别由这类标准的归口单位工程建设主管部门、卫生主管部门、环境保护主管部门组织草拟、审批、编号,国务院标准化行政主管部门会同有关行政主管部门制定、发布。

在没有国家标准而又需要在全国某个行业范围内统一的技术要求,可以制定行业标准。行业标准由国务院有关行政主管部门编制计划,统一审批、编号、发布,并报国务院标准化行政主管部门备案。

《标准化法》规定:“对没有国家标准和行业标准而又需要在省、自治区、直辖市范围内统一的工业产品的安全、卫

生要求,可以制定地方标准。地方标准由省、自治区、直辖市标准化行政主管部门制定,并报国务院标准化行政主管部门和国务院有关行政主管部门备案,在公布国家标准或者行业标准之后,该项地方标准即行废止”。地方标准的制定对象只限于工业产品的安全卫生要求。

企业生产的产品没有国家标准和行业标准的,应当制定企业标准。企业的产品标准须报当地政府标准化行政主管部门和有关行政主管部门备案。有国家标准或者行业标准的,国家鼓励企业制定严于国家标准或者行业标准的企业标准,在企业内部使用。

《标准化法》规定:“国家标准、行业标准分为强制性标准和推荐性标准”。就是说,只有国家标准与行业标准才分为强制性标准与推荐性标准。而企业标准无须分为强制性标准与推荐性标准,在本企业内必须强制执行本企业的企业标准。地方标准只有(某一行政区域内)强制性标准一种。

区分一项标准是否是强制执行的,首先要看这项标准的内容是否是“涉及国家安全、保障人身健康与安全、动植物健康、环境安全”的标准;其次要看是否是“法律、行政法规规定强制执行的标准”。

此外,根据标准所涉及的内容的不同,还可分为基础标准、术语标准、试验标准、产品标准、过程标准、服务标准、接口标准、方法标准、数据待定的标准等。

为仍处于技术发展过程中的标准化工作提供指南或信息,供科研、设计、生产、试验、使用和运行管理部门等有关人员参考使用而制定的标准文件称为标准化指导性技术文件,指导性技术文件不宜由标准引用使其具有强制性或行政约束力。符合下列情况之一的项目,可制定指导性技术文件:

(1) 技术尚在发展中,需要有相应的标准文件引导其发展,且不具备制定为国家标准和行业标准条件的项目。

(2) 采用国际标准化组织、国际电工委员会及其他国际组织(包括区域性国际组织)的技术报告的项目。

2.1.2 标准的特性

标准本身的属性是技术性,这就是标准基本的特性。

2.1.3 技术标准与法规的关系

法规是指由国家权力机关制定的法律、法令、条例或由国家行政机关制定具有法律效力的规章、制度等。

法规要用国家权力强制执行或具有同样的法律效力,一旦违反就要追究法律责任。规范是在人们对人与人的关系的认识的基础上制订的,它在一定范围内,指导、约束人的社会行为的,规范人们的一定活动。规范一般分为技术规范与社会规范两大类。

社会规范中,由国家权力机关制定的法律、法令、条例,或由国家行政机关制定的具有法律效力的法规、规章、制度等都要用国家权力强制执行;非法律性的社会规范,在局部范围内有约束力。技术规范也一样,凡由国家通过法律,或行政法规规定必须执行的,具有同样的法律效力,违反者要追究法律责任。这种强制执行的技术规范属技术法规范畴;不是强制执行的技术规范,不具备法律效力,但它有约束作用,违反了不等于违法。所以,不能说:标准就是技术法规。究竟哪些标准是技术法规,要做具体分析。

不能认为推荐性标准不具有法律效力,当某些法律性文件引用了它,它就与法律性文件一样具有法律作用。如:依《中华人民共和国合同法》规定签订的经济合同中,引用了推荐性标准(如产品标准、产品试验方法标准和产品标志、包装、运输、贮存标准等),这些标准对签订合同的双

方来说,都是必须执行的,对双方都有约束力。当合同失效,这些标准的技术法规性对合同双方也同时失效。

《标准化法》第七条规定:“国家标准、行业标准分为强制性标准和推荐性标准。保障人体健康、人身财产安全的标准和法律、行政法规规定强制执行的标准是强制性标准,其他标准是推荐性标准”。这里很明显,凡属保障人体健康、人身财产安全的标准属强制性标准,属技术法规。

2.2 我国标准化工作的管理体系

《标准化法》规定:“国务院标准化行政主管部门统一管理全国标准化工作。国务院有关行政主管部门分工管理本部门、本行业的标准化工作。省、自治区、直辖市标准化行政主管部门统一管理本行政区域的标准化工作。省、自治区、直辖市政府有关行政主管部门分工管理本行政区域内本部门、本行业的标准化工作”。“统一管理与分工管理”及标准化工作由政府管理,是我国标准化管理体制的特点。

标准化工作的组织机构分为三个基本层次:第一个层次是国家标准化行政主管部门;第二个层次是行业行政主管部门,负责行业标准化的具体组织管理和日常工作;第三个层次是专业标准化技术委员会,它是标准化的技术机构。

2.3 标准化工作的基本队伍

电气工程行业的标准化工作队伍由数十个标准化技术委员会组成。各标准化技术委员会的专业内容基本上包括了电气工程行业的基础、设备制造、规划、勘察设计、施工、运行、试验、科研等各环节的技术内容,标准化技术委员会的构成和功能基本上与国际标准化组织(ISO)和国际电工委员会(IEC)的技术委员会相同。

标准化技术委员会是非常设的专家组织,是标准化工作机构,是编制和审查标准的主要技术力量。为了使标准化技术委员会的配置更加合理,电气工程行业标准化管理部门统一规划和合理配置了电气工程行业标准化技术委员会的专业设置和工作内容。标准化技术委员会的组织形式较适应行政机构改革,便于保持标准化工作队伍的稳定,也与国际标准化组织接轨。

2.4 标准的制定

制定标准是标准化工作的重要环节。制定标准的目的是保证获得最佳秩序,促进最佳社会效益。“最佳效益”就是要发挥出标准的最佳系统效应,产生理想的效果;“最佳秩序”是指通过实施标准使行业的有序化程度提高,发挥出最好的功能。

2.4.1 制定标准的基本原理与方法

制定标准应遵循“简化、统一、协调、优选”的原理和方法进行。具体的方法可采取简化、统一化、系列化、通用化和组合化的形式和方法,达到制定标准的目的或既定目标。

2.4.2 制定标准的一般程序

按照国际标准化组织和 GB/T 16733《国家标准制定程序的阶段化划分及代码》对标准制定程序与阶段的划分惯例,我国在制(修)订国家标准、行业标准时作如下阶段划分:

- (1) 预阶段,提出新工作项目建议。
- (2) 立项,提出新工作项目。
- (3) 起草,提出标准草案征求意见稿。
- (4) 征求意见,提出送审稿。

- (5) 审查,提出报批稿。
- (6) 批准,提供标准出版稿。
- (7) 出版,提供标准出版物。
- (8) 复审,定期复审(确认、修改、修定)。
- (9) 废止,对标准提出废止。

此外,为加快标准的制(修)订进程,我国对需要修订的国家(行业)标准、等同或修改采用国际标准可以采用快速程序(FTP)进行,其定义为:“快速程序是在正常标准制定的基础上省略起草阶段或省略征求意见阶段的程序。”

3 企业标准化工作

企业标准化工作是电气工程行业标准化工作的重要组成部分,也是国家标准化工作的重要组成部分,是国家标准化和电气工程行业标准化工作的基础。近几年,企业标准化工作有了快速的发展,不少企业建立了标准化机构,编制了企业标准体系,开展了企业管理标准、工作标准、技术标准的制订工作,对规范电气工程行业的企业各项工作起到良好的作用。

3.1 企业标准化概况

企业标准化是指在电气工程行业的企业的生产、技术、经营、管理等范围内获得最佳秩序,对实际的或潜在的问题制定共同和重复使用的规则的活动。上述活动主要包括制定、实施标准及对标准实施进行监督检查。

3.1.1 企业标准化工作的机构

根据近年来我国电气工程行业的企业标准化工作的经验,推荐以下几种机构形式:

(1) 第一种形式:企业设专职机构。该标准化专职机构在厂长(经理)或总工程师的领导下,统一管理整个企业的标准化工作。有关职能管理部门(如设计、运行、检修、营销等部门)和车间设标准化小组和专(兼)职标准化人员负责本单位的标准化工作,业务上受企业标准化机构的领导。

这种形式能统筹规划企业的标准化工作,加强对企业标准化工作的组织领导;有利于组织、调动和协调各职能机构和车间的标准化工作;能很好地协调技术标准、管理标准和工作标准之间的关系,使企业形成了一个完整的标准化管理体系。

(2) 第二种形式:设立以厂长(经理)或总工程师为首,各部门负责人参加的企业标准化委员会。企业标准化委员会负责决定标准化重大问题、决策和企业标准的审批。具体办事机构的设置与第一种形式基本相同,只是增加了企业标准化委员会这样一种组织形式。企业标准化委员会是最近几年在一些企业新出现的组织形式,它的主要任务是对企业标准化工作中的重大问题(如规划、计划、重要标准的审批)进行讨论、审批和决策,而不是一个具体的职能机构,它的决定要通过标准化机构去具体组织实施。

(3) 第三种形式:企业未设专职标准化机构,指定有关职能部门统一(或分别)负责企业标准化工作,重大问题由企业领导审批、协调。这种形式适用标准化工作量相对较少的小型企业。

3.1.2 企业各类人员的标准化职责

企业标准化是一项综合性、基础性工作,涉及企业的每一个环节和每位员工,因此企业的每位员工都在标准化方面具有一定的职责。

(1) 企业领导的职责。在全面深入地开展企业标准化工作中,企业领导有以下职责:

1) 贯彻国家标准化工作的方针、政策、法律、法规、规章,确定与本企业方针目标相适应的标准化工作任务和指标。

2) 审批标准化工作计划、规划及其他重大问题,批准标准化活动经费。

3) 审批企业标准。

4) 负责组织对企业标准体系的评定审核。

5) 对推动企业标准化工作做出贡献的单位和个人进行表彰、奖励,对不认真贯彻标准,造成损失的责任者按规定进行处罚。

(2) 标准化机构的职责。不同企业的标准化机构的职责,因标准化工作内容的差异而不完全相同,可在此规定的基础上进行适当调整。

企业标准化机构的职责如下:

1) 组织贯彻国家的标准化方针、政策、法律、法规、规章,编制本企业的标准化工作规划、计划。

2) 组织制定、修订企业标准,建立健全的企业标准体系。

3) 组织实施有关的国家标准、行业标准、地方标准和企业标准。

4) 组织对本企业实施标准的监督检查。

5) 参与研制新产品、技术改造和技术引进的标准化工作,提出标准化要求,负责标准化审查。

6) 做好标准化效果的评价与计算,总结标准化工作经验。

7) 统一归口管理各类标准,建立标准档案,搜集国内外标准化信息资料。

8) 对本企业有关人员进行标准化培训、教育,对本企业有关部门的标准化工作进行指导。

9) 承担上级委托的有关标准化的其他任务。

(3) 各职能管理部门、车间领导的职责。企业的各职能管理部门和车间是企业标准体系能否贯彻实施,标准化经济效益显著与否的关键环节。作为企业的基层单位的各职能管理部门和车间领导,其主要职责是实施标准,具体规定如下:

1) 组织本单位完成上级下达的标准化工作任务和指标。

2) 组织实施与本单位有关的标准。

3) 按工作标准对所属人员进行考核、奖励。

3.2 企业标准化工作的基本要求及日常工作

3.2.1 企业标准化工作的基本要求

(1) 执行国家和地方有关标准化的法律、法规、方针政策。

(2) 建立并实施企业标准体系。

(3) 实施国家标准、行业标准和地方标准。

(4) 制定和实施企业标准。

(5) 对标准的实施进行监督检查。

(6) 采用国际标准和国外先进标准。

(7) 参加国内、国际有关标准化活动。

3.2.2 企业标准化的日常工作

(1) 贯彻国家的法律、政策和法规,贯彻电力行业的产业政策。

(2) 编制企业标准化规划和工作计划。

(3) 建立并实施企业标准体系。

(4) 实施国家标准、行业标准和有关的地方标准。

(5) 制订本企业的企业标准。

(6) 实施本企业的企业标准。

(7) 对本企业各部门实施标准进行监督检查。

(8) 组织标准化工作培训。

(9) 参加国家、行业及国际标准化活动。

(10) 收集标准信息,及时修订本企业标准。

(11) 组织与设备和技术工作有关的标准审查。

(12) 企业标准化工作和企业标准化成果的评价和表彰。

(13) 办理企业标准的备案。

(14) 完成上级交办的标准化工作。

3.3 企业标准体系

按企业标准内在的联系形成的科学有机整体称为企业标准体系。《企业标准体系》系列国家标准(GB/T 15496、GB/T 15497、GB/T 15498 和 GB/T 19273)对企业标准体系的编制原则、要求、结构、内容、评价与改进等都作了具体规定。

3.3.1 企业标准体系构成的原则

企业标准体系的组成应以技术标准为主体,包括管理标准和工作标准。组成企业标准体系的标准,除本企业制定的企业标准外,还包括企业所要贯彻和采用的上级标准。

图 10.1-1 中,技术标准体系和管理标准体系两个体系的连线表示两者之间的相互制约作用;工作标准体系必须同时实施技术标准体系和管理标准体系中的相应规定,工作标准体系是受技术标准体系和管理标准体系共同指导、制约的下层次标准。

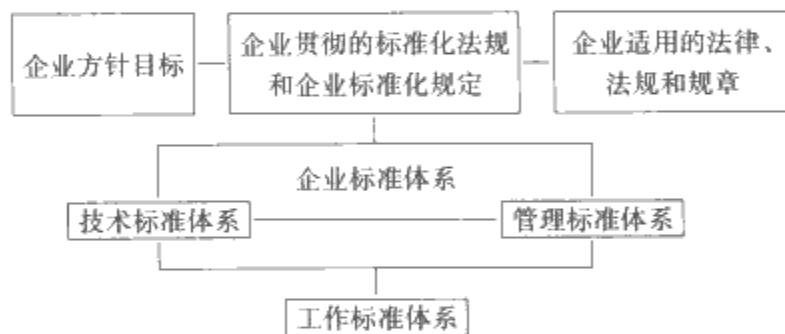


图 10.1-1 企业标准体系结构

3.3.2 企业技术标准体系的构成和要求

(1) 技术标准是“对标准化领域中需要协调统一的技术事项所制定的标准”。这个定义是对各行业的标准化领域而言。企业技术标准是对企业标准化领域中需要协调统一的技术事项所制定的标准。技术标准体系系指企业范围内的标准,按其内在联系形成的科学的有机整体。它是企业标准体系的组成部分。

(2) “技术范围”是指技术标准体系所包括的范围,也是技术标准体系的活动范围。“技术标准体系”包括的技术内容在企业技术范围内。在企业技术范围内,凡是企业需要实施的上级技术标准(包括强制性标准和推荐性标准)都要纳入企业技术标准体系。凡是企业内部需要协调统一的技术要求都应该制定企业技术标准,并纳入企业技术标准体系。而且企业技术标准体系范围内所有标准的活动只在企业内进行,它们在企业内有法律效力。

(3) “内在联系”包括“系统联系”、“结构联系”和“功能联系”几方面的含义。

1) “系统联系”指企业技术标准体系内,各分系统之间及分系统与子系统之间存在着相互依赖又相互制约的联系。依照这种联系,可以正确地确定各分系统及子系统的合理位置。

2) “结构联系”包括两个方面的联系,一个是上下联系,一个是左右联系。“上下联系”可分为从下(即低层)到上(即高层)的共性形成的制定关系和从上到下的指导制约关系或贯彻关系。从下到上的共性形成的制定关系,要求体系表内各层次标准应从低层的个性标准找出共性特征的内容,并将共性内容制定成共性标准。如设计技术标准、工艺技术标准等,都是具有各自特色的技术标准,称为个性标准。各个个性标准中的共同内容,如制图要求、量和单位等,把这些共性内容制定成技术基础标准。这种基础标准也称共性标准。从上到下的指导制约关系就是表明上层标准对下层标准的指导、制约关系,或下层标准必须贯彻上层标准的关系。要想使最低层的个性标准做到科学和先进,必须贯彻所有上层标准,才能发挥整个标准体系的作用。“左右联系”系指标准门类之间互相协调统一、衔接配套的联系,即制定标准时,要考虑左右标准的协调统一。

3) “功能联系”包括标准相同功能联系和标准不同功能联系。功能相同的标准应归到同一个分系统或同一个子系统中,以发挥标准整体功能作用。

(4) “科学的有机整体”系指根据“内在联系”原则制定出的标准都得到制定和贯彻以后,才能发挥出标准化系统的功能,才能使一个整体系统达到最佳秩序和社会效益。

3.4 企业标准的制定

3.4.1 企业标准的范围

企业标准的制定是企业标准化工作的主要内容,应按规定的范围制定企业标准。电气工程行业的企业标准范围如下:

(1) 没有相应的国家标准、行业标准和地方标准,应制定企业标准。企业必须执行相应的标准,企业不得无标准作业。有上级标准时,应执行上级标准,没有上级标准时,应制定企业标准。

(2) 为提高生产、服务质量和促进技术进步,企业可制定严于国家标准、行业标准或地方标准的企业标准。

(3) 对国家标准、行业标准的选择或补充的标准。企业对上级标准通过选择和补充制定出企业标准,主要是为了产生十分显著的经济效益。

(4) 生产、运行、经营活动中的管理标准和工作标准。

3.4.2 制定企业标准的原则和要求

(1) 制定企业标准应遵循下述原则:

1) 贯彻国家和地方有关的方针、政策、法律、法规、规章和强制性标准。企业标准是在企业内具有约束力的文件,因此制定企业标准应充分体现国家的技术经济政策和行业的产业政策。

2) 充分考虑和满足保证安全、保护环境、卫生、用户的需求。

3) 有利于企业技术进步,保证和提高产品质量、供电质量,改善经营管理,增加经济效益和社会效益。

4) 积极采用国际标准和国外先进标准。采用国际标准和国外先进标准是我国的一项重大技术经济政策,企业要提高产品质量、供电质量、开拓市场、走向世界,在制定企业标准时,就必须积极采用国际标准和国外先进标准。

5) 鼓励积极采用推荐性国家标准、行业标准,有利于合理利用国家资源、能源,维护科学技术成果,达到技术先进、经济合理。

6) 本企业内的企业标准之间应协调一致。企业标准之间所使用的名词、术语、概念、方法、要求等都应相互协调一致,不应相互矛盾。

(2) 企业技术标准的制定、修订要求。纳入企业标准体系的技术标准,对企业具有强制性,是企业应该严格执行的技术性文件。

技术标准的制定、修订基本要求如下:

1) 纳入企业技术企业质量管理体系、职业健康安全管理体系和环境管理体系中的技术性文件,企业必须严格执行。

2) 企业技术标准应符合国家有关标准化法律、法规及强制性标准要求。

3) 企业技术标准应符合国家、行业有关的技术基础标准。

4) 有关质量的技术标准内容和要求应满足 GB/T 19001—2000《质量管理体系要求》对技术性文件内容的要求。

5) 有关职业健康、安全和管理的技术标准内容和要求应满足 GB/T 28001—2001《职业健康安全管理体系规范》和 GB/T 24001—2004《环境管理体系要求及使用指南》对技术性文件内容的要求。

6) 企业技术标准的各项要求应系统、协调、统一、切实可行。

7) 企业技术标准的形式可以是纸张、计算机磁盘、光盘或其他电子媒体、照片、标准样品或它们的组合。企业技术标准的存在形式可以是标准、规范、规程、守则、操作卡、作业指导书等。

8) 建立企业技术标准体系应编制企业技术标准体系表。标准体系表可参照 GB/T 13017—1995《企业标准体系表编制指南》规定的概念、原理、要求和方法编制。

3.4.3 制定企业标准的程序

制定企业标准一般按以下程序:

(1) 调查研究,收集资料。起草单位应针对以下方面进行调查研究和收集资料:

1) 标准化对象的国内外以及本企业的现状和发展方向。

2) 有关的最新科技成果。

3) 生产和工作中积累的技术数据、统计资料。

4) 国际标准、国外先进标准、技术法规和国内相关标准。

(2) 起草标准草案(征求意见稿)。对收集的资料进行整理、分析、对比、择优,必要时应进行试验验证,然后尽快起草标准草案(征求意见稿)和编制说明。

(3) 征求意见,形成标准送审稿。将标准草案(征求意见稿)发至企业内有关单位(必要时发送到企业外有关单位,特别是要征求用户的意见),对收到的意见逐一分析研究,决定取舍后形成标准送审稿。

(4) 审查标准,形成标准报批稿。根据标准的复杂程度、涉及面大小,可分别采取会议审查或函审。审查通过后,起草单位应根据审查意见,编写标准报批稿时还应编制其他辅助文件。

(5) 标准的批准、发布。企业标准由企业法人代表或其授权的主管领导批准,由标准化机构编号、发布。

(6) 标准的备案。企业产品标准应按各省、自治区、直辖市人民政府的规定备案。

企业标准制定程序如图 10.1-2 所示。



图 10.1-2 企业标准的制定程序

3.5 企业标准的实施和监督检查

企业标准的实施一般分为计划、准备、实施、检查、总结几个阶段。

3.5.1 实施标准的基本原则

- (1) 实施标准必须符合国家法律、法规的有关规定。
- (2) 国家标准、行业标准、地方标准中的强制性标准，企业必须严格执行。
- (3) 不符合强制性标准的产品，禁止出厂和销售 and 进口。
- (4) 纳入企业标准体系的标准都应严格执行。
- (5) 出口产品的技术要求，依照进口国法律、法规、技术标准或合同约定执行。

3.5.2 实施标准的一般程序和方法

3.5.2.1 制定实施标准的计划

实施标准计划的主要内容包括实施标准的方式、内容、步骤、负责人员、起止时间、应达到的要求等。

在编制实施标准计划时应注意：①从总体上分析实施标准有利因素和不利因素，确定实施的先后顺序和应采取的措施；②要把实施标准的项目分解成若干项具体任务和要求，分配给各有关单位和个人，明确其职责，规定起止时间以及相互配合的内容与要求；③根据所要实施的标准项目的难易程度和涉及面大小选择合适的实施方式。

3.5.2.2 实施标准的准备

实施标准的准备工作一般有以下四个方面：

- (1) 建立相应的组织机构，负责对实施标准进行组织协调。
- (2) 向有关人员宣传、讲解标准。
- (3) 进行技术准备，必要时进行技术攻关或技术改造。
- (4) 进行物质准备，为实施标准提供物质条件。

3.5.2.3 实施标准

按照技术标准、管理标准、工作标准的不同特点，在做好准备工作的基础上，由各部门分别在各个环节组织实施有关标准。

3.5.2.4 总结检查

在标准实施工作告一段落时，应对标准实施进行全面总结，特别是对存在的问题采取了哪些措施、取得了哪些效果进行分析和评价。

3.5.3 标准实施的监督检查

标准实施的监督检查是指对标准贯彻执行情况进行监督检查的工作。监督检查包括上级有关部门对企业的监督检查和企业自身的监督检查。

监督检查的内容如下：

(1) 本企业各个环节是否执行了有关标准，特别要检查是否符合国家有关法律、法规、章程和有关强制性标准。

(2) 生产过程和各项管理工作贯彻实施企业标准体系中有关标准的情况。

企业内对标准实施的监督检查可采用统一领导和分工负责相结合的管理体系，充分发挥企业标准化机构的作用。监督检查的内容应包括：①审查本企业内部生产过程的各个环节（如采购、营销等）对外部联系采用的全部标准；②审查本企业执行的标准（国家标准、电力行业标准和企业的企业标准）是否全部有效。

4 管理标准体系

为适应国际贸易与经济合作、适应与推动全球性的环境管理和加强环境保护的需要，国际标准化组织（ISO）颁布了 ISO 9000《质量管理体系》系列国际标准和 ISO 14000《环境管理体系》系列国际标准。我国及时等同转化了 ISO 9000 和 ISO 14000 系列标准，即 GB/T 19000 族《质量管理体系》系列国家标准和 GB/T 24000《环境管理体系》系列国家标准。

4.1 质量管理标准体系

4.1.1 质量管理体系标准概况

质量管理体系标准既是生产力发展的必然产物，又是质量管理科学发展的成果和标志。它既是适应国际商品经济发展的需要，又为企业加强质量管理、提高管理水平提供指导。

国际标准化组织在 2000 年正式发布最新修订的 ISO 9000 族标准，它们是：

ISO 9000：2000《质量管理体系 基础和术语》；

ISO 9001：2000《质量管理体系 要求》；

ISO 9004：2000《质量管理体系 业绩改进指南》。

我国当年就及时等同转化了 2000 版 ISO 9000 族标准，即 GB/T 19000“质量管理体系”系列标准，它们是：

GB/T 19000—2000《质量管理体系 基础和术语》；

GB/T 19001—2000《质量管理体系 要求》；

GB/T 19004—2000《质量管理体系 业绩改进指南》。

其中 GB/T 19000—2000、GB/T 19001—2000、GB/T 19004—2000 分别取代了 GB/T 6583—1994、GB/T 19001—1994、GB/T 19002—1994、GB/T 19003—1994 和 GB/T 19004.1—1994。

ISO 9000 族标准的发布，使世界主要发达国家的质量管理体系的原则、方法和程序，统一在国际标准的基础上，它标志着质量管理体系走向了规范化、程序化的新高度。

ISO 9000（GB/T 19000）系列标准阐述的是为了实施企业质量方针必须建立有效运行的质量体系。贯彻质量体系标准，使全体人员理解并执行，以保证实现企业规定的质量方针和目标。

ISO 9000 族标准是世界上许多经济发达国家多年来质量管理经验的科学总结，具有通用性和指导性。我国企业实施 GB/T 19000 族标准，对提高企业质量管理水平、促进我国质量管理的深入发展，对我国企业参与国际经济活动，将起到良好的作用。

GB/T 19000—2000 标准的第 2 章“质量管理体系基础”中列出了十二条，包括两大部分内容：一部分是八项质量管理原则具体应用于质量管理体系的说明，另一部分是对其他问题的说明。因此，这十二条基础既体现了八项原则，又对

质量管理体系的某些方面作了指导性说明。

4.1.1.1 质量管理体系的理论说明

这是十二条基础的总纲，说明了 4 个问题：① 质量管理体系的目的是要帮助组织增进顾客满意；② 顾客对组织的重要性；③ 顾客对组织持续改进的影响，由于顾客的需求和期望是不断变化的，就驱使组织持续改进其产品和过程；④ 质量管理体系的重要作用，质量管理体系方法是管理的系统方法在质量管理体系中的具体应用。

4.1.1.2 质量管理体系要求与产品要求

GB/T 19000 族标准把质量管理体系要求与产品要求加以区分。GB/T 19001—2000 标准是对质量管理体系的要求。每个组织根据自己的具体情况建立质量管理体系。

GB/T 19001—2000 标准对产品没有提出任何具体的要求。组织应按照标准的有关要求来确定对产品的要求。一般来说，对产品的要求在技术规范、产品标准、过程标准或规范、合同协议以及法律法规中规定。

4.1.1.3 质量管理体系方法

质量管理体系方法是管理的系统方法的原则在建立和实施质量管理体系中的具体应用。GB/T 19000—2000 标准列举了建立和实施质量管理体系的八个步骤。

4.1.1.4 过程方法

所谓“过程”，就是“一组将输入转化为输出的相互关联或相互作用的活动”。因此任何使用资源将输入转化为输出的一组活动均可视为一个过程。所谓“过程方法”，就是“系统地识别和管理组织所应用的过程，特别是这些过程之间的相互作用”。

4.1.1.5 质量方针和质量目标

质量方针，就是“由组织的最高管理者正式发布的该组织总的质量宗旨和方向”。质量目标就是“质量方面所追求的目的”。

4.1.1.6 最高管理者的作用

最高管理者指组织的最高领导层，具有决策、指挥和控制的职责和权力。他（他们）的最重要的任务就是要通过他们具体的领导作用和各种措施来创造一个良好的内部环境。在这个环境中，质量管理体系得到有效的运行，全体员工可以充分参与，发挥其主动性、积极性和创造性。

4.1.1.7 文件

“文件”就是“信息及其承载媒体”，阐述了文件的价值和质量管理体系中使用的文件类型。

4.1.1.8 质量管理体系评价

质量管理体系建立并实施后，可能会发现不完善或不适应环境变化的情况，所以需要对其的适宜性、充分性和有效性进行系统的、定期的评价。

4.1.1.9 持续改进

持续改进原则用于质量管理体系时，其目的在于增加顾客和其他相关方面满意的机会。对质量管理体系实施持续改进时，也要采取管理的系统方法。

4.1.1.10 统计技术的作用

在质量管理中，强调各个过程，特别是关键过程应处于受控状态之下。但受控并不等于没有变异。即使在明显的稳定条件下，在许多活动的状态和结果中，都可以看到变异。统计技术可以对这类变异进行测量、描述、分析、解释和建立数学模型。

4.1.1.11 质量管理体系与其他管理体系的关注点

所谓管理体系，就是“建立方针和目标并实现这些目标的体系”。而质量管理体系则是“在质量方面指挥和控制组

织的管理体系”。

一个组织的各部分管理体系，也是互有联系的。最理想的是把它们合成一个总的管理体系，尽量采用相同的要素（如文件、记录等）。这将有利于总体策划、资源配置、确定互补的目标并评价组织的整体有效性。在评价管理体系时，既可以对质量管理体系、环境管理体系分别按 GB/T 19001 和 GB/T 24001 的要求进行审核，也可以合并进行审核。

4.1.1.12 质量管理体系与优秀模式之间的关系

在 ISO 9000 族标准正式颁布以前，欧美各国和日本早已推行全面质量管理（TQC）了。在推行 TQC 时，是通过评选优秀的质量管理企业来推广 TQC 的某些先进经验和做法的。ISO 9000 族标准的质量管理体系方法和组织优秀模式之间有共同之处，也有不同之处。

而 2000 版 GB/T 19001 标准采用以过程为基础的质量管理体系模式，对提供硬件、软件、流程性材料和服务四大类别产品的组织都适用。因为按照过程的定义，任何一个系统都可以分解为若干过程。

组织的质量管理体系是由过程网络组成。组织内诸过程组成的系统的应用，以及这些过程的识别和相互作用及其管理，可称之为过程方法。

2000 版 GB/T 19001 标准对体系文件的强制要求相对 1994 版而言有比较大的弱化。需要文件的数量和详略程度与组织的过程及其结果相关，就使得组织在将质量管理体系形成文件时具有较大的灵活性，只要能够证实过程得到有效的策划、运行和控制，能够证实实施和持续改进质量管理体系，组织可以选择制定最少数量的文件。需强调的是 GB/T 19001—2000 标准要求的是“形成文件的质量管理体系”，而不是“文件体系”。

GB/T 19000 族标准是现代管理和质量保证的结晶，提出了建立质量体系的基本要求。按系列标准建立的质量体系能获得顾客认同和第三方认证机构的认可。

对不同的企业，应根据实际情况，采取不同的步骤和方法。

4.1.2 质量管理体系的建立

4.1.2.1 质量管理体系确定的步骤

- (1) 领导决策统一思想。
- (2) 组织落实，成立贯标小组。
- (3) 学习培训，制定工作计划。
- (4) 制定质量方针，确定质量目标。
- (5) 调查现状，找出薄弱环节。
- (6) 与系列标准对比分析，合理采用标准。
- (7) 确定组织结构、职责、权限和资源配置。

4.1.2.2 质量管理体系文件的编制

质量管理体系文件是企业开展质量管理体系的基础，是质量管理体系的审核和质量管理体系认证的主要依据，通常将质量管理体系文件分为三个层次，见表 10.1-1。

| 表 10.1-1 质量管理体系文件层次 | |
|--------------------------------------|--------------------------|
| 质量手册 (层次 A) | 按规定的质量方针、目标和适用标准描述质量管理体系 |
| 质量管理体系程序 (层次 B) | 描述各职能部门为实施质量管理体系所需开展的活动 |
| 其他指导文件 (质量记录、作业指导书、报告等) (层次 C) | 详细的作业文件 |

文件编制的步骤如下:

- (1) 质量手册的编制。
- (2) 质量管理体系程序的编制。
- (3) 质量计划的编制。
- (4) 质量记录的编制。

4.1.3 质量管理体系的实施与运行

质量管理体系的实施与运行是指执行质量体系文件,实现质量方针和质量目标,使生产过程中影响产品质量的全部因素始终处于受控状态,保持质量管理体系持续有效地运行。

企业为达到上述目的,要采用下列措施:

(1) 人员培训。人是质量管理体系资源中最重要的因素,通过培训,使全体职工认识到新的质量管理体系实施的重要性,充分认识质量管理体系对企业的意义,并自觉贯彻、执行。

(2) 组织协调。新建立的质量管理体系在全面运行实施前可先试运行。在正式的运行中,出现问题要不断改进;在企业的最高管理者的领导下,要协调各部门的关系。

(3) 信息反馈。对运行中的质量信息进行收集、整理、存储、分析、处理后,输出反馈到各级执行或决策部门,提供正确判断的依据。

(4) 质量管理体系的审核和评价。质量管理体系评审是指“由最高管理者就质量方针和因情况变化而制定的新目标对质量管理体系的现状和适应性所作的正式评价”。

4.2 环境管理标准体系

4.2.1 概述

我国制定了《中国环境保护行动计划(1991~2000年)》,其中明确的“环境保护目标”是:环境污染基本得到控制,重点城市的环境质量有所提高,自然生态恶化的趋势有所减缓,逐步使环境保护与经济、社会发展相协调。

4.2.2 制定和实施环境管理系列标准的指导思想、原则和作用

4.2.2.1 环境管理指导思想

- (1) ISO 14000 系列标准应不增加并消除贸易壁垒。
- (2) ISO 14000 系列标准可用于各国对内对外认证、注册等。
- (3) ISO 14000 系列标准必须摒弃对改善环境无帮助的任何行政干预。

4.2.2.2 环境管理标准化应遵循的准则

- (1) 弹性的准则,允许发展中国家有一段规定的时间使他们的产品和管理制度逐步达到 ISO 14000 系列标准要求。
- (2) 应用对象主要定位在中、小型组织。
- (3) 确保认证审核员保持客观性和独立性,不受上级管理者、各种活跃分子及认证申请者的影响。

4.2.2.3 制定 ISO 14000 系列标准的原则

- (1) ISO 14000 系列标准应真实和非欺骗性。
- (2) 产品和服务的环境影响评价方法和信息应有意义、准确和可检验。
- (3) 评价方法、试验方法必须采用国际、地区、国家标准或技术上能保证再现性的试验方法。
- (4) 应具有公开性和透明度,但不应该泄露机密的商业信息。
- (5) 非歧视性。
- (6) 能进行特殊的有效的信息传递和教育培训。
- (7) 应不产生贸易壁垒,保证国内外的一致性。

4.2.3 ISO 14000 环境管理国际标准的结构和发展趋势

4.2.3.1 ISO 14000 标准体系的基本结构

环境管理标准体系由 6 个子系统组成,按标准性质将 6 个子系统分为三个类别:

- (1) 基础标准子系统——术语标准。
- (2) 基本标准子系统——环境管理体系、规范、原理、应用指南。
- (3) 支持技术(工具)子系统(共 4 个):①环境审核和

环境监测;②环境标志;③环境表现评价;④生命周期评价。

按标准的功能将 6 个子系统分为两个类别:

- (1) 评价组织:①环境管理体系;②环境行为评价;③环境审核和
- (2) 评价产品:①生命周期评定;②环境标志;③产品

4.2.3.2 环境管理体系要素和运行

按 ISO 14000 系列标准要求建立的环境管理体系由 5 个一级要素组成。这 5 个一级要素是:①环境方针;②环境计划;③实施、运行;④检查和纠正措施;⑤管理评审。根据实际操作的

4.2.4 实施 GB/T 24000—ISO 14000 系列标准的作用和意义

- (1) 保护人类生存和发展的需要。
- (2) 国民经济可持续发展的需要。
- (3) 建立社会主义市场经济体制,实现经济体制从计划经济模式向社会主义市场经济模式转变。
- (4) 发展国内外贸易。
- (5) 促进环境管理现代化、科学化。

4.3 企业质量管理体系认证及环境审核

4.3.1 质量管理体系认证

“认证”是指第三方机构书面保证(合格证书)产品、过程或服务符合规定要求的程序。此处只讨论对质量体系的认证。

国际标准化组织(ISO)于 1970 年建立了认证委员会,1985 年又改名为合格评定委员会(CASCO)。

我国的质量体系认证工作近几年来发展很快,由国家质量监督检验检疫总局主管全国的认证工作,并授权中国质量体系认证机构——国家认可委员会(CNACR)。它代表我国积极参加有关国际活动,正式参加国际认可论坛(IAF)。我国的质量体系认证具有一定的国际权威性。我国经国家认可委员会授权的质量体系认证机构的质量体系认证工作,均可得到国际的承认。

质量体系认证的实施过程分为两个阶段:一是认证的申请和评定阶段,其任务是受理申请并对接受申请的供方质量体系进行审核和评定,决定能否批准认证、予以注册并颁发合格证书;二是对获准认证的供方质量体系进行日常的监督管理。

4.3.2 环境审核

“环境审核”主要研究环境管理体系审核的目的和审核过程。环境审核的范围包括环境活动、事件、状况和管理体系,环境管理体系审核是环境审核的一个重要方面。

环境审核的通用原则如下:

- (1) 有明确的目的和范围。
- (2) 具有客观性、独立性,审核人员应具备从事审核工作知识、技能和经验。
- (3) 审核员应遵守职业戒律。
- (4) 应根据一套文件化、确切规定的方法和系统化的程序实施审核。

- (5) 按规定的审核准则和证据，并得到评价结果。
- (6) 可靠的审核评价结果与结论。
- (7) 审核报告。

图 10.1-3 描述了环境管理体系审核过程。

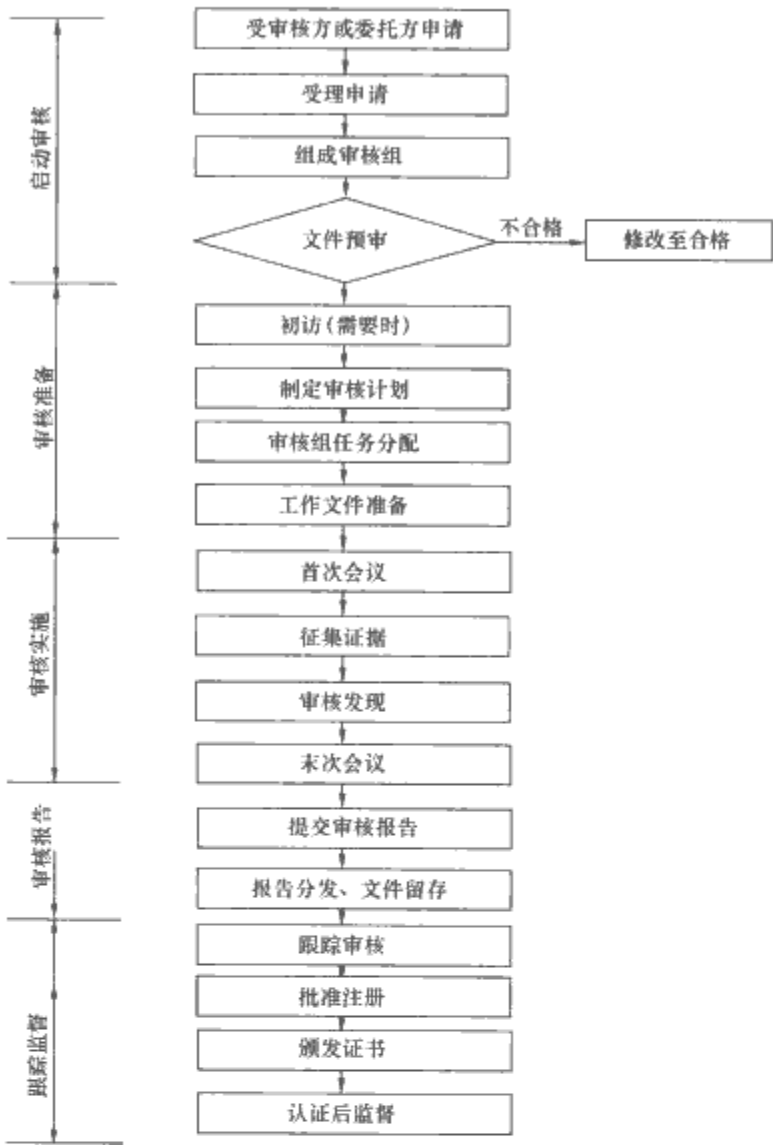


图 10.1-3 环境管理体系审核过程图

5 采用国际标准和国外先进标准

采用国际标准和国外先进标准是我国的一项重要技术经济政策，是技术引进的重要组成部分。

采用国际标准是指将国际标准的内容，经过分析研究和试验验证，等同或修改转化为我国标准（包括国家标准、行业标准、地方标准和企业标准），并按我国标准管理程序审批发布的过程。有时采用国际标准被称为“采标”过程。

国际标准是指国际标准化组织（ISO-International Organization for Standardization）、国际电工委员会（IEC-International Electrotechnical Commission）和国际电信联盟（ITU-International Telecommunication Union）制定的标准，以及国际标准化组织确认并公布的其他国际标准化组织（见表 10.1-2）制定的标准。国外先进标准是指未经国际标准化组织确认并公布的其他国际组织的标准，国际上有权威的团体、技术经济发达国家标准和企业标准。（国外先进标准的制定组织和团体见表 10.1-3）。

表 10.1-2 国际标准化组织确认并公布的其他国际标准化组织

| 组 织 名 称 | 英文简称 |
|------------|-------|
| 国际计量局 | BIPM |
| 国际人造纤维标准化局 | BISFN |
| 食品法典委员会 | CAC |

续表

| 组 织 名 称 | 英文简称 |
|-------------------|-----------|
| 时空系统咨询委员会 | CCSDS |
| 国际建筑研究实验室与文献委员会 | CIB |
| 国际照明委员会 | CIE |
| 国际内燃机会议 | CIMAC |
| 国际牙科联合会 | FDI |
| 国际信息与文献联合会 | FID |
| 国际原子能机构 | IAEA |
| 国际航空运输协会 | IATA |
| 国际民航组织 | ICAO |
| 国际谷类加工食品科学技术协会 | ICC |
| 国际排灌研究委员会 | ICID |
| 国际辐射防护委员会 | ICRP |
| 国际辐射单位和测试委员会 | ICRU |
| 国际制酪业联合会 | IDF |
| 万维网工程特别工作组 | IETF |
| 国际图书馆协会与学会联合会 | IFLA |
| 国际有机农业运动联合会 | IFOAM |
| 国际煤气工业联合会 | IGU |
| 国际制冷学会 | IIR |
| 国际劳工组织 | ILO |
| 国际海底组织 | IMO |
| 国际种子检验协会 | ISTA |
| 国际电信联盟 | ITU |
| 国际理论与应用化学联合会 | IUPAC |
| 国际毛纺组织 | IWTO |
| 国际动物流行病学局 | OIE |
| 国际法制计量组织 | OIML |
| 国际葡萄与葡萄酒局 | OIV |
| 材料与结构研究实验所国际联合会 | RILEM |
| 贸易信息交流促进委员会 | TraFIX |
| 国际铁路联盟 | UIC |
| 经营、交易和运输程序和实施促进中心 | UN/CEFACT |
| 联合国教科文组织 | UNESCO |
| 国际海关组织 | WCO |
| 世界卫生组织 | WHO |
| 世界知识产权组织 | WIPO |
| 世界气象组织 | WMO |
| 世界贸易组织 | WTO |

表 10.1-3 国外先进标准的制定组织和团体

| 国际性组织名称 | 英文简称 |
|--------------|---------|
| 万国邮政联盟 | UPU |
| 国际焊接学会 | IIW |
| 国际棉花咨询委员会 | ICAC |
| 国际电影技术协会联合会 | UNIATEC |
| 国际半导体设备和材料组织 | SEMI |

| 续表 | |
|--------------------|---------|
| 区域性组织名称 | 英文简称 |
| 欧洲标准化委员会 | CEN |
| 欧洲电工标准化委员会 | CENELEC |
| 欧洲广播联盟 | EBU |
| 亚洲大洋洲开放系统互连研讨会 | AOW |
| 亚洲电子数据交换理事会 | ASEB |
| 技术经济发达国家标准名称 | 英文简称 |
| 美国国家标准 | ANSI |
| 德国国家标准 | DIN |
| 英国国家标准 | BS |
| 日本工业标准 | JIS |
| 法国国家标准 | NF |
| 俄罗斯国家标准 | ГОСТ |
| 瑞士国家标准 | SNV |
| 瑞典国家标准 | SIS |
| 意大利国有标准 | UNI |
| 权威团体标准名称 | 英文简称 |
| 美国试验与材料学会标准 | ASTM |
| 美国石油学会标准 | API |
| 英国石油学会标准 | IP |
| 美国军用标准 | MIL |
| 美国保险商试验所安全标准 | UL |
| 美国电器制造商协会标准 | NEMA |
| 美国机械工程师协会标准 | ASME |
| 美国电影电视工程师协会标准 | SMPTE |
| 英国劳氏船级社《船舶入级规范和条例》 | LR |

5.1 社会主义市场经济与标准化

市场经济运行的主体是企业，运行的特点之一是遵循竞争机制。企业可以自主决定采用什么标准进行生产、经营和产品开发，并以高的产品质量标准进行生产。企业可运用标准化提高劳动生产率，运用标准化提高企业现代化管理水平，建立现代企业制度。

标准化有利于建立公平的市场竞争机制。电气工程行业要真正建立完善的市场机制，就必须有完善的市场运行的规范，其中包括相应的标准。

5.2 加入世界贸易组织（WTO）对我国企业标准化工作的影响与挑战

我国加入世界贸易组织（WTO）对我国标准化工作将产生深刻和深远的影响，对电气工程行业标准化工作也一样会产生重大的影响，为电力标准化工作带来机遇，提出了挑战。

世界贸易中技术壁垒协议（即现称的英文缩写 WTO/TBT）规定了各国标准化工作的基本准则。在国与国之间，在对本国市场流通的商品进行技术管制时，由于其实行的法规、技术标准和合格评定程序而带来的差异，实际形成或造成重复检验、重复认证、认可、重复收费，阻碍了商品流

通，这就是影响贸易的技术壁垒。从消除贸易中技术壁垒出发，WTO/TBT 协议规定了以下基本原则：① 有限干预原则；② 非歧视原则；③ 透明度原则；④ 采用国际标准和国际准则的原则；⑤ 争端磋商机制原则；⑥ 给发展中国家的优惠，给最不发达国家以帮助的原则；⑦ 整齐划一原则。

5.2.1 加入 WTO 给标准化工作带来机遇

（1）直接参与国际准则的制定。

（2）直接参与 WTO 制定中的技术法规、标准和合格评定的全过程。

（3）直接享受非歧视待遇。

（4）享受对发展中国家的优惠政策和援助政策。

以上（1）和（2）两项对我国标准化事业的发展有利。我国可以参与上述活动，及时了解国际上高新技术的发展动向，掌握高新技术目标，保证我国的标准水平保持与国际标准水平同步发展。

5.2.2 加入 WTO 给标准化工作带来的挑战

（1）技术法规干预。按 WTO/TBT 规定，国家有限干预的方面涉及安全、健康、环境保护、国家安全及防欺诈行为等，必须制定相应的技术法规。

（2）标准问题。技术法规和强制性标准是首先应规范的问题。目前，此问题尚未很好解决。采用国际标准也是一个没有很完善解决的问题。如何采用国际标准，如何保留我国标准与国际标准的差异，如何不打折扣地执行国际标准等，也未得到很好解决。

（3）合格评定。要逐步按 WTO/TBT 的宗旨实现以国际标准、准则建立合格评定程序。

5.3 采用国际标准和国外先进标准的原则和方法

采用国际标准和国外先进标准是一项重要而细致的工作，要遵守我国已制定的原则和方法。

5.3.1 采用国际标准和国外先进标准的原则

（1）采用国际标准，应当符合我国有关法律、法规，遵循国际惯例，做到技术先进、经济合理、安全可靠。采用国际标准或国外先进标准，应该同我国的技术引进和企业的技术改造、新产品开发、老产品改进相结合。

（2）制定我国标准时，如果已有或即将有制定完成的相应国际标准（除非这些国际标准由于基本气候、地理因素或基本的技术问题等原因而对我国无效或不适用），则应以这些国际标准作为制定我国标准的基础，并应尽快转化为我国标准。对于国际标准中的通用基础性标准、试验方法标准应优先采用。对于国际标准中的安全标准、卫生标准、环保标准，应以保障国家安全、防止欺骗、保护人体健康和人身财产安全、保护动植物的生命和健康、保护环境为正当目标，以相应国际标准为基础制定我国标准。

（3）采用国际标准时，应尽可能等同采用国际标准。当国际标准中的基本气候、地理因素或基本的技术问题等对我国无效或不适用必须对国际标准进行修改时，应把与国际标准的差异控制在合理的、必要的并且是最小的范围之内。国家标准应尽量采用国际标准，避免采用与国际标准有矛盾的国外先进标准。

5.3.2 采用国际标准的方法

（1）就采用国际标准的程度划分，我国现在划分为两种：一种是“等同采用”，另一种是“修改采用”。等同采用，指与国际标准在技术内容和文本结构上相同，或与国际标准在技术上、内容上相同，只存在少量编辑性修改。修改采用，指与国际标准之间允许存在技术性差异和编辑性修

改,但必须清楚地标明这种差异和修改并给出差异的解释。修改采用国际标准时,我国标准与国际标准在结构上应对应,只有在不影响与国际标准的内容和结构进行比较的情况下才允许修改文本结构;另外,对国际标准的修改不允许只保留国际标准中的少量条款。

采用国际标准的我国标准应尽可能与国际标准一一对应。如果我国一个标准必须采用几个国际标准,则必须用表格形式对所作的修改做出标识和解释。

我国标准采用国际标准的程度代号为:

IDT:等同采用(identical);

MOD:修改采用(modified)。

根据国际标准制定的我国标准应在封面标识,并在前言中叙述该国际标准的编号、名称和采标程度。当在标准中引用的国家标准采用国际标准时,应在“规范性引用文件”章中标识对应的国际标准编号和采标程度。标准名称不一致时,应给出国际标准名称。在标准条文中引用时只标识国家标准编号。

采用国际标准的我国标准的编号方法:

等同采用国际标准的我国标准采用双重编号的编号方法。

示例:GB××××××××××—ISO××××××××××

修改采用国际标准的我国标准,只用我国标准编号。

(2)我国标准与国际标准的对应关系除等同、修改外,还包括非等效。非等效指与相应国际标准在技术内容和文本结构上不同,它们之间的差异也没有被清楚地标识。“非等

效”还包括在国家标准中只保留了少量或不重要的国际标准条款的情况。非等效不属于采标,只表明我国标准与相应国际标准有对应关系。非等效(not equivalent)代号为 NEQ。

(3)采用国外先进标准的我国标准不应在封面上进行标识。

(4)在采用国际标准时,应按 GB/T 1.1《标准化工作导则 第 1 部分:标准的结构和编写规则》的规定起草和编写我国标准。等同采用国际标准时,我国标准的文本结构和格式应与被采用的国际标准相同。采用国际标准的我国标准,在编制说明中,应当详细地说明采用该标准的目的、意义、标准的水平、我国标准同被采用标准的主要差异及其原因等。

5.3.3 积极采用国际标准和国外先进标准的措施

(1)大力宣传采用国际标准和国外先进标准的重要意义和作用,以及组织有效的经验交流,向政府机关及领导宣传,以取得必要的重视与支持;向广大企业宣传,以提高其自觉性和主动性。

(2)积极参加国际标准化活动和国际标准的制定工作,积极承担 ISO 和 IEC 的相关工作,在制定国际标准过程中对于不合理的条款应提出我国的修改意见。对于在技术上比国际标准更为合理或者我国具有资源优势和本国特色的我国标准,应将其作为国际标准提案提出,争取把我国标准转化为国际标准。

(3)对于采用国际标准和国外先进标准的重点产品,需要进行技术改造的,有关管理部门应按国家技术改造的有关规定,优先纳入各级技术改造计划。

第2章 合格评定

1 综述

1.1 合格评定简述

合格评定 (Conformity Assessment) 是对与产品、过程、体系、人员或机构有关规定要求得到满足的证实,是指对产品、工艺(过程)或服务满足规定要求的程度所进行的系统检查、检验和确认活动。其内容包括第一、二、三方的各种检验、检查、鉴定、抽样、测试、比对、验证、验收和评价、认证、注册,以及对各类机构进行认可的活动。

合格评定有两个基本要素:①合格评定必须要以技术标准为依据,即产(商)品必须执行法律、法规和技术标准,没有这个前提,就没有合格评定的共同语言;②市场经济在一定意义上可视为合同经济,因此合同中的质量条款和技术要求是履行合同的法律依据,也是合格评定活动的基本前提之一。因此,合格评定活动在一定意义上可视为证明产(商)品或机构在技术上符合法律、法规、技术标准,证明其符合合同要求的活动。因而也被视为是标准化活动中的“化”字和执行法律、法规的一个有力手段。

合格评定中所指的“产品”可以是有形的(如实物产品),也可以是无形的(如知识或概念),还可以是两者的结合;产品可以是预期的(如提供给顾客),也可以是非预期的(如污染或副作用等非自主意愿所不能预料的后果)。

国际标准对认证、认证制度、认证机构和强制认证制度进行了专门定义。“认证”是指与产品、过程、体系或人员有关的第三方证明。“认证制度”是指为进行认证工作而专门建立的一套程序和管理制度。“认证机构”是指政府或非政府的公正团体,它具有可靠地执行认证制度的必要能力,并且在认证过程中能代表与认证制度有关各方的利益。“强制认证制度”是指具有强制约束力并由认证团体管理或在其监督下的认证制度。

1.2 发展简史

合格评定的发展是伴随着当代工业革命的发展而发展的。工业革命产生了工业标准化,从而形成了工业化大生产,使商品交换的形式从简单的供需见面、以货易货,走向供需双方不直接见面就能成交的商业网络形式,由此合格评定得到逐步发展。追寻合格评定发展的轨迹,有如下特点:

(1) 尽管第一方的自我声明和第二方的验收仍不失为合格评定的一种形式,均起着重要作用,但第三方的评价、认证或合格评定工作以其顽强的生命力在近 150 年中迅速发展。

(2) 第三方的评价、认证、合格评定产生于民间,但自 20 世纪初,各国政府利用这个武器来规范整顿经济和市场秩序之后,合格评定走上了发展之路。

(3) 合格评定的发展经历了国家制、区域制和国际制 3 个阶段。

(4) 合格评定由产品认证的单一形式,向广度、深度发展,形成了集各类管理体系认证——服务认证、实验室认可、人员注册以及对各类机构认可的多种形式。

(5) 合格评定从无序化逐渐走向规范化和法制化。

认证(合格评定)工作发展历经一个多世纪,从纵向来看,可划为 3 个阶段:

(1) 第二次世界大战以后,一些工业化国家,主要有法国、德国、美国等十多个西欧和北美国家,仿效英国相继建立起以本国法律、法规、标准为依据的国家认证制度。

(2) 第二次世界大战之后至 20 世纪 70 年代,一方面日本、印度、巴西以及以前苏联为代表的社会主义国家纷纷建立起本国的国家认证制度,使认证工作形成向世界各国蔓延的发展潮流。另一方面,早期建立国家认证制的国家认识到:如果本国的认证制度不对外开放则会造成市场上的不公平竞争,因而纷纷将国家认证制度对外开放;同时,开始签署国与国之间认证制度、检验制度双边或多边互认协议,进而发展到多个国家一起以区域标准为依据而建立的区域认证制度。例如以欧洲标准为依据建立的欧洲电器产品、汽车等区域性认证制度。

(3) 20 世纪 80 年代之后,在国际标准化组织 (ISO) 和国际电工委员会 (IEC) 的积极倡导下,开始在几类产品上推行以国际标准为依据,全世界范围内多国参加的国际认证制度。例如国际电工委员会建立的电子元器件、电工产品安全、防爆电器认证制度和国际羊毛局建立的纯羊毛标志等制度。

鉴于合格评定工作是保证产(商)品质量安全,促进贸易和商品流通,保证正常交易程序,维护消费者、用户、企业 and 国家利益的重要手段,世界贸易组织在与贸易有关的技术壁垒协定 (WTO/TBT) 中,为各国政府管理和监督的合格评定活动制定了如下原则:

(1) 非歧视原则。制定、批准并执行合格评定制度和程序时,要给予那些产于其他缔约方领土的同类产品进入本缔约方境内的供方不低于本缔约方内供应商在程序规则下进行合格评定的权利,其目的和效果不应为国际贸易制造不必要的障碍。非歧视待遇包括最惠国待遇和国民待遇。

(2) 遵守国际准则原则。当要求产(商)品符合技术法规和标准,而国际标准化组织已制定相应的指南、建议或标准,或者相应的指南、建议标准即将出版时,缔约方应保证中央政府采用全部或其相应部分作为其合格评定的基础。

(3) 统一原则。各缔约方应争取他们所能采取的措施确保地方政府和非政府机构遵守该协议。中央政府不得直接或间接地鼓励地方政府或非政府组织采取与该协议条款不符的任何措施或行动。

(4) 透明度原则。当国际标准化机构尚未制定出相应的指南或建议,缔约方提出的合格评定的技术内容与国际标准化机构制定的指南或建议不一致,并且此合格评定程序可能对其他缔约方的贸易有重大影响时,该缔约方应选择早期适当阶段,在出版物上刊登他们准备采取此合格评定程序的通知,以便使其他各缔约方及时了解其内容,并通过秘书处 (WTO/TBT 秘书处) 通告各缔约方征求意见,以便及时修改。

(5) 走向国际原则。为使合格评定程序在尽可能广泛的基础上协调一致,各缔约方应尽可能参加相应国际标准化机构制定合格评定指南或建议工作。

(6) 有限干预原则。世界贸易组织的宗旨是充分实现国际贸易自由化。但它也充分认识到国际标准化和合格评定体系能为提高生产率和国际贸易做出重大贡献,因此不应妨碍任何国家采取必要措施,保证国家安全,保护人类、动物和植物的生命与健康,保护环境,防止欺诈行为,保证出口产品质量。但是不能用这些措施作为对情况相同国家进行任意或无理歧视以及变相限制国际贸易的手段。

这些原则,是各国在考虑开展合格评定工作、立法和组织实施时必须遵守的。

1.3 特点

(1) 国际性。合格评定工作国际化是必经之路,“一证在手、走遍全球”,领到“国际通行证”是广大企业和广大合格评定工作者努力追求的目标。一次检验、一次检查、一次认证、一个标志就能使商品得到全世界用户和消费者的信赖,是合格评定的最高理想。也正因为如此,这项工作的国际性才显得尤为重要。

(2) 规范性。合格评定工作只有规范、透明、公开才能树立权威,取得用户和消费者的信任。因此,合格评定工作逐步向有序、规范化发展,实现法制化、专业化是该项工作立于不败之地的根本。

(3) 实践性。合格评定工作的服务对象是产(商)品和企业,目的是保证将符合要求的物品和服务送到用户和消费者手中。因此,它的每一项工作、每一个环节都有强烈的针对性、实践性,其发展和改革也都应来自于实践。

1.4 发展态势

1.4.1 合格评定的国际发展态势

(1) 国际认证制将极大地加强。目前虽然已经在几类产品上建立了国际认证制,但远远未达到预期目标,因此,将会有越来越多的产品纳入国际认证制的范畴。

(2) 法规性(即强制性)认证的国际合作将大大加强。因为生产安全健康环保的产品是各国政府的责任,但这方面的法律、法规和监控体系以及监控体制不尽相同,由此而引起的技术壁垒并造成产(商)品流通不畅造成的摩擦、争端日益严重,必然引起各国、区域及国际组织的密切关注。因此,统一各国的法律、法规、监管体制直至互认,将成为今后合格评定工作相当一个时期的着力点。

(3) 更好地适应市场需求。合格评定工作是为了促进合格产品尽快在市场上流通,因此合格评定工作方便快捷高效则是企业的愿望。

(4) 第二方验收和第一方自我声明在新的环境下注入了新的活力。它主要表现在汽车业为保证在全世界采购合格零部件而推出的 QS 9000 认证。在 2002 年,国际标准化组织已认同将其上升为 ISO/TS 16949 质量体系标准。同理,航空器零部件和电子仪表零部件的 AL 9000 和 TL 9000 也会向国际标准转化。此外,发达国家由于市场环境和企业诚信不断加强,政府开始考虑将一些安全要求相对低,而且此类产品长期稳定可靠的实际情况,将部分产品从政府强制变为自愿性认证,甚至列入企业自我声明(与之前的自我声明不一样,这类自我声明是企业将其技术档案在认证机构和检测机构备案下的自我声明,或简称为受控的自我声明)。在这种环境下,政府强制变成了市场强制。这一动向需引起我国重视,但目前我国还不宜采用,因为我们的市场成熟度还不够。

(5) 合格评定工作已逐渐发展成为一个服务行业门类,

合格评定认可机构走向集约化和单一化,合格评定机构走向多元化,竞争将越来越激烈。

(6) 信息化的电子商务将成为商品交易的主要形式,合格评定工作如何适应其发展也是今后研究突破的焦点。

1.4.2 合格评定的国内发展态势

(1) 加强我国合格评定法律、法规体系和执法体制建设。加快“合格评定法”立法进程,将我国合格评定改革和发展取得成效的做法依法律的形势固定下来,适应新形势、新情况和新要求。

(2) 推进有关发展循环经济、建设资源节约型和环境友好型社会的合格评定工作,充分发挥合格评定在保护生命、健康、安全方面和服务农业方面的作用。

(3) 完善认证市场监管体系、从业机构评价体系、认证行业诚信体系,建立长效监管机制。充分发挥认证认可机构的市场主体作用,明确执业责任和从业活动中应承担的法律责任,引导和规范合格评定行为,提高合格评定的有效性。

(4) 根据国家经济建设发展需要,从战略合作和长远发展的高度规划工作,充分发挥各有关方面参与合格评定工作的积极性,推动更多的合格评定成果实现转化,推进合格评定结果在政府采购、企业信用等方面的采用。

(5) 积极参与国际、区域合格评定组织的活动,保持与国际同步和互动发展,参与国际、区域合格评定准则、标准和指导文件的制定,促进我国合格评定成功经验的输出和国外新的合格评定方式的合理引入。

2 开展合格评定工作的主要文件

2.1 合格评定工作导则

导则 2: 标准化及其相关活动的通用术语和定义

导则 7: 合格评定标准起草指南

导则 22: 供应商合格声明通用指南

导则 23: 第三方认证制度表示合格的方法

导则 27: 认证机构对滥用其合格标准采取的纠正措施

导则 28: 典型的第三方认证制度

导则 43: 利用实验室间比对的能力验证

第一部分: 能力验证计划的建立和运作

第二部分: 实验室认可机构对能力验证计划的选择和使用

导则 53: 第三方产品认证中利用供应商质量体系的方法

导则 58: 校准和检测实验室认可体系——运作和认可的通用要求

导则 60: 合格评定良好行为规范

导则 61: 认证/注册机构评定和认可制度的基本要求

导则 65: 产品认证机构的基本要求

导则 67: 合格评定——产品认证的基础

导则 68: 对合格评定结果的确认和接受的协议

2.2 ISO/IEC 标准

GB/T 27000 合格评定——词汇和通用原则 (IDT ISO/IEC 17000)

ISO/IEC 17011 合格评定——认可机构通用要求

ISO/IEC 17020 各类检查机构的通用要求

ISO/IEC 17021 实施评定和认证机构管理体系基本要求

ISO/IEC 17024 认证机构工作人员基本要求

ISO/IEC 17025 检测和校准实验室的基本要求
 ISO/IEC 17030 第三方认证合格标志的使用
 ISO/IEC 17040 合格评定机构同业评审的基本要求
 ISO/IEC 17049 供方合格声明支持文件要求
 ISO/IEC 17050 供方合格声明的通用要求
 ISO 9000 族标准: 2004 质量管理体系
 ISO 14000 族标准: 2004 环境管理体系
 ISO 10019: 2005 质量管理体系咨询师的选择及其服务的使用指南
 ISO 19011 质量和(或)环境管理体系审核指南
 ISO/TS 16949 质量管理体系 汽车行业生产及零配件服务组织实施 ISO 9001 的特殊要求
 ISO 13845 医疗器械 质量管理体系 基本要求
 ISO/TS 29001 石油、石化、天然气行业应用 ISO 9001 的要求
 ISO 15161 食品与饮料行业 ISO 9001 应用指南
 TL 9000: 电讯业质量管理体系标准
 ISO 22000 食品安全管理体系——对整个食品链中组织的要求
 ISO 15189 实验室 生物安全通用要求
 ISO 15190 医学实验室 安全要求
 CMM 软件过程能力及成熟度评估方法
 GMP 药品企业良好行为规范
 GLP 实验室良好行为规范
 HACCP 危害分析与关键控制点

3 术语和定义

GB/T 27000 和 ISO/IEC 的术语和定义适用于本书。

3.1 产品 (Produce)

任何活动或过程的结果。产品可以有形的(如实物产品),也可以是无形的(如知识或概念),还可以是两者的结合。产品可以是预期的(如提供给顾客),也可以是非预期的(如污染或副作用等不愿有不能预料的结果)。

对预期产品而言,可分为四类:

(1) 硬件。具有特定形状的可分离的有形产品,通常由制造、建造或装配的零件、部件和(或)组件构成。机械制造、建筑、施工、轻工等行业主要以生产硬件类产品为主,如汽车、机床、家电、纺织品、房屋和各种设施等。

(2) 软件。通过承载于特定媒体的信息所组成的知识产品。软件可以表现为概念、程序等形式。计算机程序是软件的一种特定类型。设计部门、法律事务所、咨询机构和培训机构等生产的产品一般都可以视为软件。

(3) 流程性材料。通过将原材料转化成某一预定状态所形成的有形产品。流程性材料可呈液态、气态、粒状、块状、线状或板状,通常以袋、桶、瓶、罐、管道或卷筒的形式交付。绳、缆、纸、酒、钢材、木材、石油制品、矿砂、电、自来水等均属流程性材料。

(4) 服务。ISO 9004 将服务列为 14 类,从餐饮、旅店业、娱乐业、媒体服务、交通邮电、卫生、维修、公用事业、贸易、金融、专业、行政管理、技术、科学等细分为 39 小类,至今门类仍不断发展。根据最新版本《合格评定——词汇和通用原则 (idt ISO/IEC 17000:2004)》产品定义十分简单,即为:过程的结果。并在注释中给出了四种通用产品的类别,即服务(如运输)、软件(如计算机程序、词典)、硬件(如发动机、机械部件)、流程性材料(如润滑

油)。许多产品由分属不同类别的成分所组成。产品应称作服务、软件、硬件还是流程性材料,取决于其中起主导作用的成分。

3.2 过程 (Process)

将输入转化为输出的一组相关连的资源 and 活动。

注:资源可包括人员、装置、设备、技术和方法。

3.3 服务 (Service)

为满足顾客要求,在供方和顾客之间交往时开展活动的结果以及供方内部活动的结果。

注:①交往时,供方或顾客可以由人员或设备来代表。②与供方交往时顾客的活动对于服务的提供起主要影响。③有形产品的提供或使用可以是提供服务的一部分形式。④服务可以与有形产品的制造和提供结合在一起。

3.4 产品标准 (Product standard)

规定产品或产品组要达到的部分或全部要求的标准,以确保产品的适用性。

3.5 规定要求 (Specified requirement)

明示的需求或期望。

注:可在法规、标准和技术规范等规范性文件中对规定要求做出明确说明。

3.6 技术规范 (Technical specification)

规定产品或服务特性的文件。例如:质量水平、性能、安全或尺寸。它可以包括或只涉及术语、符号、检测或试验方法、包装、标准或标签的要求。

WTO/TBT 定义的技术法规和标准。

3.7 技术法规 (Technical regulation)

规定强制执行的产品特性或其相关工艺和生产方法,包括适用的管理规定在内的文件。该文件还可以包括或专门关于适用于产品、工艺或生产方法的专门术语、符号、包装、标志或标签要求。

3.8 标准 (Standard)

经公认机构批准的、规定非强制执行的、供通用或重复使用的产品或相关工艺和生产方法的规则、指南或特性的文件。该文件还可包括或专门关于适用于产品、工艺或生产方法的专门术语、符号、包装、标志或标签要求。

注:这里标准的定义与标准化领域中对标准的定义有所不同,但其实质是相同的

3.9 顾客 (Customer)

供方所提供产品的接受者。

注:①在合同环境中,顾客可以称之为需方。②顾客可以是最终消费者、使用者、受益人或需方等。

3.10 供方 (Supplier)

向顾客提供产品的单位。

注:①在合同环境中,供方可以称之为承包方。②供方可以是生产厂、销售商、进口商、装配厂或服务单位等。③顾客可以是外部的或内部的。

3.11 需方 (Purchaser)

合同环境中供方所提供产品的接受者。

注：有时把需方称为买卖的第二方。

3.12 认证 (Certification)

与产品、过程、体系或人员有关的第三方证明。

3.13 认证制度 (Certification)

为进行认证工作而建立的一套程序和管理制度。

3.14 强制认证制度 (Mandatory certification system)

具有强制约束力并由认证团体管理或在其监督下的认证制度。

3.15 认证机构 (Certification body)

是政府或非政府的公正团体，它具有可靠地执行认证制度的必要能力，并且在认证过程中能代表与认证制度有关各方的利益。

3.16 检测 (Testing)

按照程序确定合格评定对象的一个或多个特性的活动。检测主要用于材料、产品或工艺。

3.17 检测实验室 (Testing laboratory)

指对材料、产品的特征或性能进行测量、检查、试验、检定校准或其他测定的实验室。

3.18 检查 (Inspection)

判断产品设计、产品、过程或安装并确定其与特定要求的符合性，或根据专业判断确定其与通用要求的符合性活动。

注：对过程的检查可以包括对人员、设施、技术和方法的检查。

3.19 检查机构 (Inspection body)

具有按规定程序要求执行检查工作的能力，并在检查过程中能代表各方利益的机构。

3.20 认可 (Accreditation)

正式表明合格评定机构具备实施特定合格评定工作能力的第三方证明。

3.21 合格评定 (Conformity assessment)

对与产品、过程、体系、人员或机构有关规定要求得到满足的证实。

注：合格评定的专业领域包括如检测、检查和认证，以及对从事合格评定工作的机构的认可。

3.22 合格评定程序 (Conformity assessment procedures)

任何直接或间接用以确定是否满足技术法规或标准中的相关要求的程序。

注：合格评定程序特别包括：抽样、检测和检查；评估、验证和合格保证；注册、认可和批准以及各项的组合。

3.23 认可机构 (Accreditation body)

从事认可的权威机构。

注：认可机构通常由政府授权。

3.24 合格评定机构 (Conformity assessment body)

从事合格评定服务的机构。

注：认可机构不是合格评定机构。

3.25 合格评定制度 (Conformity assessment system)

实施合格评定的规则、程序和管理。

注：合格评定制度可以在国际、区域、国家或国家之下的层面上运作。

4 合格评定的类别和基本内容

4.1 合格评定定义

合格评定是对产品、过程、体系、人员或机构有关规定要求得到满足的证实。

4.1.1 合格评定的对象

对象是产品、过程、体系、人员和机构。此处产品包括服务，过程包括工艺。

4.1.2 合格评定的有关规定要求

该要求包括法律、法规、规范性文件，技术标准以及合格评定机构本身的规则、程序和作业文件。

4.1.3 合格评定方式

合格评定方式有粗线条和细线条两种。粗线条包括检测、检查、认证及对合格评定机构的认可。细线条则包括抽样、检测和检查，评估、验证和合格保证，注册、认可和批准以及各项的不同组合。

4.1.4 合格评定机构

合格评定机构包括检测机构（实验室）、检查机构、审核机构、认证机构、培训机构、咨询机构，以及对合格评定机构进行认可的机构，同时还应包括对合格评定工作进行管理的政府机构及进行监督的机构。

4.1.5 从事合格评定活动的人员

从事合格评定活动的人员指从事检测工作的检测人员、检查工作的检查员、体系审核员、从事认可的评审人员、从事咨询的咨询人员以及认证人员、管理者等。

合格环境下的第一方：供方，俗称产品或服务的提供方。

合同环境下的第二方：需方，俗称产品或服务的接受方。采购方、用户、消费者通常是合同环境下的第二方。

合同环境下的第三方：与合同无关，指不受合同中任何一方的经济利益所支配，并能以科学、权威、公正的方法评价合同中质量条款或技术要求方。

在法制社会、合同环境下，一旦出现质量争议或诉讼，第一方、第二方所单独出示的证据，均不能作为法律裁决的依据。因为第一方有“自卖自夸”之嫌，第二方有“过分苛求”之势，即均从自身经济利益考虑。因此，第三方的证明才能作为法律裁决的依据。

4.1.6 各方的合格评定活动

(1) 第一方合格评定活动。此合格评定活动是由提供合格评定对象的人员或组织进行的。例如：企业对产品的检验，可能是将样品自检或送外部检测机构进行的摸底检测。

(2) 第二方合格评定活动。此活动指由在合格评定活动中具有使用方利益的人员或组织进行的合格评定活动。例如：产品的采购方或使用方，希望通过信任供方管理体系的潜在顾客，或代表此类利益的组织自身或外请一些机构进行的合格评定活动。

(3) 第三方合格评定活动。此活动指由独立于提供合格评定对象的人员或组织、又独立于在对象中具有使用方利益的人员、组织或机构进行的合格评定活动。

合格评定活动的三方与合同环境下的三方是有区别的。在非合同环境下,企业可以自检,供方也可访查。这些自检和访查既可自行进行,也可外请一个独立机构去完成。而这个独立机构,可能是一个第三方机构。但其提供服务时,代表的可能是第一方或第二方的利益。例如企业请一个审计机构替自己作年度审计,使用方(业主)请一个监理机构对一项工程进行监理等。也就是说,一个独立、公正的合格评定机构,代表第一方时,他从事的是第一方的合格评定活动。代表第二方时,他从事的是第二方的合格评定活动。只有在既不代表第一方、第二方,又不受其利益支配和影响时,所从事的合格评定活动才能称为第三方合格评定活动。

4.1.7 合格评定机构的法律地位

从事合格评定的机构应当是能承担全部民事责任的独立机构或其机构的组成部分,即是独立法人或独立法人的组成部分。

4.1.8 合格评定的法律责任

合格评定机构依法承担独立法人的法律责任;当是独立法人的组成部分时,其部分法律责任由其法人承担。

从法律地位和法律责任来看,有几个问题还在研究中:①政府能否作为合格评定机构,政府作为特殊法人承担什么样的法律责任;②作为合格评定机构能否股份化(不能与产、销双方有直接经济利益关系,并不受其经济利益影响和支配,保证第三方公正性是其永恒的准则);③合格评定机构在一定意义上是质量、安全的担保和证明机构。因而,它应该承担的是有限责任或是无限责任。它是否可类比律师事务所、会计师事务所、资产评估事务所等行业。这些问题将在实践与研究中予以完备。

4.1.9 合格评定的表现形式

合格评定的表现形式主要分为三类:

(1) 报告书。例如检测报告、检查报告、评估报告、验证报告。

(2) 证书。例如认证证书、注册证书、批准证书、许可证书。

(3) 标志。例如认证标志、认可标志、监督标志。就认证标志而言,又分为两类:一类是认证机构本身的标志;另一类则是国家标志,例如欧盟的CE标志,中国的3C标志。由于国家认证标志,特别是强制性认证标志,起着指导消费、净化市场作用,有些人士认为应当称作是监督标志。

4.1.10 合格评定的表现形态

合格评定的表现形态分为自愿性(推荐性)和强制性(法规性)。由于合格评定的依据是法律、法规和技术标准,而标准又分为推荐性和强制性(有一种观点,标准在任何情况下都是推荐性的。只有在法律、法规引用时才赋予其强制性。而这种强制性是法律、法规的属性)两种,因而,合格评定亦有两类:一类是强制性合格评定,例如强制性安全认证、强制性口岸检验、军品、建筑业、海运业要求的不通过体系认证无招标资格等;另一类则是自愿性合格评定,这类评定往往源于市场或国家引导的动力。

4.1.11 合格评定的运作模式

任何一种合格评定,其目的都是给买主、用户、顾客和消费者以充分的信任。合格评定的对象可以是保证安全、健康的合格产品,具有完善管理体系的企业,充分满意的服务和具备相应资格的专业人员。然而由于产品的复杂程度各异、企业大小规模不同、人员的专业差别,派生出多种合格评定的运作模式。

4.2 认证

4.2.1 产品认证

产品认证是由可以充分信任的第三方认证机构证实某产品

质量符合特定标准和技术规范的活动。标准或其他技术规范是产品认证的基础,以标准全部指标为基础而实施的产品认证称为合格认证,以标准中的安全要求为依据的认证称为产品安全认证。

4.2.2 产品认证的基本要素

产品认证的四个基本要素是型式试验、质量体系检查、监督检验和监督抽查。

(1) 型式试验。它是为了证明产品是否能够满足产品技术标准全部要求而进行的检验。检验用样品可由企业送样,亦可由认证人员在生产厂随机抽取,由独立的检验机构依据标准进行检验,所出具的检验结果,只对样品负责。

(2) 质量体系检查。它是指对产品的生产厂质量保证能力进行的检查和评定。任何一个企业要想有效地保证产品质量持续满足标准的要求,都必须根据企业的特点建立质量体系,使所有影响产品质量的因素均得到控制,以减少、消除特别是预防质量缺陷的产生。质量体系包括组织机构、职责权限、各项管理办法、工作程序、资源和过程等。产品认证活动是证明产品是否符合标准和技术规范的要求,而证明企业是否有持续稳定生产符合标准要求产品的能力,对生产厂的质量体系进行检查和评定,是一种经济而简便的方法。

(3) 监督检验。它要保证带有产品认证标志的产品符合标准且质量可靠,是产品认证制度赖以生存和发展的基础。如果达不到这一目的,市场、消费者和用户将对认证标志乃至认证制度失去信心。定期对获准认证的产品进行监督检验,是认证机构解决这一问题的关键措施之一。监督检验就是对获准认证的产品从企业的最终成品库或/和从市场批发商、零售商库中抽取样品,由认可的独立实验室进行检测。进行监督检验可以完全按型式试验的项目,亦可重点放在与制造有关的项目,特别是市场、消费者和用户有反映的质量缺陷。

(4) 监督检查。对获准认证产品的生产厂的质量体系进行定期或不定期的检查复查,是保证产品质量持续稳定符合标准要求的又一项监督措施。监督检查主要是为了证明企业坚持有效贯彻已建立的质量体系,从而确保产品质量的稳定。监督检查重点是初次检查时发现的不符合项和观察项的改进,以及直接影响产品质量的关键环节控制的有效性,质量体系的改进是否能保证产品质量的要求,并通过查阅有关的质量记录,证实质量体系的运作情况。

4.2.3 产品认证程序

产品认证实施的典型过程包括从申请到审批和对获准认证的产品及生产企业的持续不断的监督。

(1) 申请:申请认证的企业依据认证要求,填写申请表并连同企业质量手册及规定的文件材料递交认证机构。

(2) 企业质量体系检查。

(3) 产品检验。

(4) 审批:认证机构根据申请资料、检查报告、检测报告决定是否批准,一旦批准,则向企业颁发认证证书并准许在产品上使用认证标志,同时企业交纳认证费用。至此,该企业和产品纳入认证机构定期或不定期的监督之中,包括市场或企业抽取样品的监督检验和质量体系监督检查。

4.2.4 C产品认证的运作模式

1982年ISO总结了各国在不同产品所实行的8种运作模式(见表10.2-1),虽不能完全概括,但大体上是完整的;为推荐产品认证的国际互认以至走向国际产品认证制,建议各国以第五种模式建立本国的产品认证制。

表 10.2-1 8 种产品认证模式

| 认证模式 | 型式试验 | 质量体系评定 | 认证后监督 | | |
|------|------|--------|-------|------|--------|
| | | | 市场抽样 | 工厂抽样 | 质量体系复查 |
| 一 | ● | | | | |
| 二 | ● | | ● | | |
| 三 | ● | | | ● | |
| 四 | ● | | ● | ● | |
| 五 | ● | ● | ● | ● | ● |
| 六 | | ● | | | ● |
| 七 | ● | | | | |
| 八 | ● | | | ● | |

(1) 第一种模式——型式试验。
此模式是一种最简单且最受限制的一种产品独立认证形式。优点是费用低，比不试验要好；缺点是只对样品进行试验，而这样品可能是特别的，无法证明制造厂商有持续生产符合技术条件的能力，且不能说明以后生产的产品都是合格的。因此，多数情况下，这类产品认证不允许产品佩戴认证标志进入市场。

(2) 第二种模式——型式试验加上通过对市场上购买的样品核查试验进行事后监督。
市场核查试验就是从批发商或零售商的仓库中随机取样进行如同型式试验的核查试验。其优点是以较少的费用就可证实所提供的商品是否持续合格，还可了解其产品销售情况和批发商、零售商的反映。其缺点是认证费用比第一种多；即使核查试验发现不合格品，无法确定造成的原因，以及是否采取何种纠正措施，甚至取消认证。

(3) 第三种模式——型式试验加上通过对工厂的样品核查试验进行事后监督。
工厂样品的核查试验是从工厂发货前的生产过程中抽取样品进行与型式试验相同的检验。该模式的优点是可以以较少的费用了解产品是否持续合格；发现不合格品可以较快分析其原因；还可用企业试验设备验证其试验。该模式的缺点是比单纯型式试验花费多。

比较工厂取样和市场取样可以看出市场取样需较多监督人员，工厂取消可对不合格品采取预防措施。

(4) 第四种模式——型式试验加上通过对市场和工厂样品核查试验进行事后监督。
其优点是前三种模式的综合；缺点需要较多监督人员，认证成本增加。

(5) 第五种模式——型式试验加上对工厂的质量体系进行评定，以及工厂质量体系和对工厂和市场抽试验核查进行监督。
这种模式能充分证实持续不断的生产过程是合格的、可靠的和彻底的，适应性强，对工业效率有促进；缺点是比前四种复杂，认证成本高。这是一种科学模式，并被证明特别适用于大量生产和连续生产的产品，监督方式亦有很大的灵活性；由于将重点放在对企业质量管理体系进行评价、记录和持续核查，因此是一种以最低费用改善和保持工业效率的好模式。这一模式认证的每个产品允许贴上认证标志进入市场。它是大部分国家所采纳，亦是国际标准化组织向各国推荐的认证模式。

(6) 第六种模式——只对企业的质量体系进行评定。
其优点是能证明企业的能力，缺点是不能证明最终产品是否符合技术条件。该模式往往应用于生产单一产品的企业，或无硬件产品生产的服务业。

(7) 第七种模式——批检。
批检是对一批产品进行抽样试验，并据此做出符合技术条件的判断的认证模式。本模式的精确性取决于抽样方法，即抽样规定要求的 AQL（可接受的质量水平）必须达到。通常是对用此模式已鉴定的一批产品发放证书，而不使用标志，一般常用于口岸检验、检疫，即易腐、易败的农产品，易燃易爆、剧毒、易污的化学药品、矿产品等。

(8) 第八种模式——全检。
其优点和缺点均十分明显，优点是确保每件产品质量，缺点是成本太高。它往往用于高价值、高安全风险的产品，如宝石、金银饰品、温度计、心脏起搏器及大型电站设备。

4.2.5 ISO/IEC 指南 67：——产品认证基础（即产品认证模式的设计与选择）
6 种产品认证模式及构成要素见表 10.2-2。

表 10.2-2 6 种产品认证模式及构成要素

| 产品认证模式的要素 | 产品认证模式 | | | | | | | |
|---|--------|----|---|---|---|---|---|---|
| | 1a | 1b | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | N |
| (1) 适用情况下，抽取样品 | ● | ● | ● | ● | ● | ● | | |
| (2) 适用情况下，通过下列方法确定特性： 1) 检测 (ISO/IEC17025) 2) 检查 (ISO/IEC17020) 3) 设计评价 4) 服务评定 | ● | ● | ● | ● | ● | ● | ● | |
| (3) 审评 | ● | ● | ● | ● | ● | ● | ● | |
| (4) 认证决定：批准、保持、扩大、暂停、撤销认证 | ● | ● | ● | ● | ● | ● | ● | |
| (5) 许可（证明）：批准、保持、扩大、暂停、撤销使用证书和标志的权利 | | ● | ● | ● | ● | ● | ● | |
| (6) 适用时，通过下列方法进行监督： 1) 从公开市场抽样检测或检查 2) 从工厂抽样检测或检查 3) 结合随机检测或检查的质量体系审核 4) 对生产过程或服务评定 | | | ● | ● | ● | ● | ● | |

注 1. 适用时，这些要素可以与申请方质量管理体系的初次评定和监督（ISO/IEC 指南 53 给出了示例）或对生产过程的初次评定相结合。实施这些评定的次序可以不同。
2. 产品认证制度应当至少包含第 (2)、(3)、(4) 的要素。
3. ISO/IEC 指南 28 描述了一种经常使用且被证明有效的产品认证制度模式，它对应第 5 种模式的产品认证。
4. 对于涉及具体产品的产品认证制度，使用“认证备案”。
5. 定义见 ISO/IEC 17000。
在某些制度中，评价（EVALUATION）意指确定（DETERMINATION），而在其他制度中则指审查（REVIEW）。

表 10.2-2 给出了产品认证中更具有通用性和普遍性的要求,并为如何使用给出建议,符合 N 空格表示可能会有基于不同要素的其他制度。

(1) 制度 1a. 该制度包括检测,对产品样品的符合性评定。对产品总体的抽样可以具有显著的统计学特性,也可不具有。其包括:

- 1) 认证机构要求的样品。
- 2) 通过检测或评定来确定特性。
- 3) 检测或评定报告的评价。
- 4) 认证决定。

(2) 制度 1b. 该制度包括检测,对样品的符合性进行评定。以所有的产品为基数进行抽样。对样品所代表的每个产品颁发合格证书。该认证制度包括:

- 1) 认证机构要求的样品。
- 2) 通过检测或评定来确定特性。
- 3) 检测或评定报告的评价。
- 4) 认证决定。
- 5) 颁发许可证。

(3) 制度 2. 该制度包括检测和市场监督,实施市场监督并对从市场抽取产品样品的持续符合性进行评定。其包括:

- 1) 认证机构要求的样品。
- 2) 通过检测或评定来确定特性。
- 3) 适用时,对生产过程或质量体系进行初次评审。
- 4) 检测和评定报告的评价。
- 5) 认证决定。
- 6) 颁发许可证。
- 7) 通过对从市场抽取样品的检测或检查来实施监督。

虽然该制度可以确定销售链对符合性的影响,但可能需要大量的资源。而且,在发现严重不符合时,由于产品已经投放市场,所能采取的有效预防措施可能受到限制。

(4) 制度 3. 该制度包括检测和工厂监督,实施工厂监督并对从生产现场抽取的产品样品的持续符合性进行评定。其包括:

- 1) 认证机构要求的样品。
- 2) 通过检测或评定来确定特性。
- 3) 适用时,对生产过程或质量体系进行初次评审。
- 4) 检测和评定报告的评价。
- 5) 认证决定。
- 6) 颁发许可证。
- 7) 通过对从工厂抽取样品的检测或检查和对生产过程的评审来实施监督。

该制度没有提供有关销售渠道对符合性的影响。当发现严重不符合时,如果产品尚未大批量投放市场,尚有机会解决不符合的问题。

(5) 制度 4. 该制度包括对从工厂或/和公开市场的样品检测和监督。其包括:

- 1) 认证机构要求的样品。
- 2) 通过检测或评定来确定特性。
- 3) 适用时,对生产过程或质量体系进行初次评审。
- 4) 检测和评定报告的评价。
- 5) 认证决定。
- 6) 颁发许可证。
- 7) 通过对从工厂抽取样品的检测或检查和对生产过程的评审来实施监督。

- 8) 通过对从公开市场抽取样品的检测或检查来实施

监督。

该制度不仅能够表示销售渠道对符合性的影响,而且可以提供在产品投放市场前识别和解决严重不符合的机制,但对于那些符合性在销售过程中没有受到影响的产品,可能会产生大量的重复工作。

(6) 制度 5. 该制度包括检测和相关质量体系的评审。对质量体系进行监督,并对取自市场或/和生产现场的产品样品的持续符合性进行评定。其包括:

- 1) 认证机构要求的样品。
- 2) 通过检测或评定来确定特性。
- 3) 适用时,对生产过程或质量体系进行初次评审。
- 4) 检测和评定报告的评价。
- 5) 认证决定。
- 6) 颁发许可证。
- 7) 对组织的生产过程或/和质量体系的监督。

8) 通过检测或检查取自工厂或/和公开市场的样品来进行监督。

持续监督中三个要素的实施程度可以根据具体情况调整,所以该制度为持续监督提供了很大的灵活性。

(7) 制度 6. 该制度特别针对过程和服务的认证。其包括:

- 1) 通过对过程或服务的评定来确定特性。
- 2) 适用时,对质量体系进行初次评审。
- 3) 评价。
- 4) 认证决定。
- 5) 颁发许可证。
- 6) 通过对质量体系的审核实施监督。
- 7) 通过对过程或服务的评审实施监督。

4.3 体系认证

质量管理体系是建立质量方针和质量目标并实现这些目标的体系,又称质量体系、质量保证体系。通过建立和实施质量管理体系来进行质量管理是现代质量管理的一个基本方式,其步骤如下:

- (1) 明确顾客的需要和期望。
- (2) 设定组织的质量方针和质量目标。
- (3) 明确实现质量目标所必需的过程和职责。
- (4) 确定衡量过程实现质量目标有效性的尺度。
- (5) 应用上述尺度来衡量当前有效性的状况。
- (6) 确定预防不合格发生的措施。
- (7) 寻求改进过程的机会。
- (8) 对各种改进机会进行分析比较,根据可能的效果来排定实施改进的优先次序。
- (9) 对选定的改进项目加以精心计划,确定改进的策略、程序和资源。
- (10) 实施改进计划。
- (11) 监测改进的效果。
- (12) 对照预期的目的来评价改进的实际效果。
- (13) 对改进活动进行评估以决定适当的后续措施。

4.3.1 质量管理体系认证

对质量管理体系进行评定、发证注册、监督的全过程称为质量管理体系认证,又称质量管理体系注册。由质量管理体系认证机构依据公开发布的质量体系标准和有关补充文件,对供方的质量管理体系进行评定,合格者由质量管理体系认证机构颁发质量管理体系认证证书,予以注册公布并定期监督,从而证明供方在特定的产品范围内具备必要的质量

保证能力。

4.3.2 质量管理体系认证程序

目前,几乎所有的质量管理体系认证机构都按照 ISO/IEC 指南 62 和国际认可论坛 (IAF) 的实施准则等同转化为本机构的实施规范来执行认证程序。其内容包括:

(1) 信息交流:通过讲座、散发公开的宣传资料与潜在的申请对象沟通,告知机构的服务内容及工作业务范围,交流信息。

(2) 提出申请:申请方在确定申请范围及选定认证机构后提出申请。

(3) 合同评审:机构评审申请范围是否在认可的业务范围之内,申请选用的标准及要求完成的时间是否合理,机构是否能满足这些要求。如评审认为不能满足应及时告知申请方;如能满足则书面报价,待申请方确认后即可签订合同。

(4) 文件评审:机构对申请方提交的质量手册(必要时包括程序文件),依据申请的标准进行文件审核,并提出文审意见和结论。

(5) 初次现场访问:在现场审核前对申请方作一次现场访问,告知审核前的基本要求、了解申请方的生产过程、位置分布,以利于编制合理的审核计划,并初步了解体系的实施概况,并商定现场审核的日期。各机构在这一步的要求不尽相同,一些机构不将此作为必要的程序,视需要进行。

(6) 认证审核:

1) 组织审核组,必须至少配置一名主任审核员和一名满足受审方专业要求的审核人员。

2) 制定审核计划,明确审核目的、范围、依据、审核组成员,以及使用语言及具体的审核日程安排。

3) 现场审核,包括首次、末次会议,审核过程中的双方交流会议,对各个现场的访问,证据的查核及各级人员交谈,开出不合格报告。

4) 审核报告。给出综合性评价结论意见,提示不合格报告纠正措施的实施要求。

5) 不合格项纠正措施的跟踪验证。查核针对原因、防止再发生的纠正措施实施的证据,可以是到现场跟踪,也可以是查核实施的书面证据,由审核组长在结束会议上宣布决定。

(7) 认证评定。由管理委员会授权的、具有受审方专业知识的与审核无责任利益关系的技术专家进行评定。

(8) 发证注册。技术专家评定通过后,由机构负责人最后签发证书,并给予登记注册、定期公告。证书有效期为 3 年。

(9) 证后监督。对获证方定期监督(间隔不超过 12 个月),以确定获证方是否保持质量体系有效运行;如果不能保持,可以暂停直至撤销其认证资格。

4.3.3 质量管理体系认证的依据

依据是 ISO 9000 族标准,现行版本是 ISO 9000:2004 版。企业认证,如果是全功能企业用 ISO 9001;如果企业没有设计功能,则用 ISO 9002;如果该企业既无设计功能也无制造功能,仅是装配检验出厂的,则用 ISO 9003。新版将这三类标准合一,在证书上阐明了该企业具备的功能。此外,现在发展出按 ISO 9000 族标准就特定专业领域细化的标准用于该领域的企业质量管理体系认证,如医疗器械领域的 ISO 13485,汽车零部件领域的 ISO 16949,航空业的 AS 9000,电讯业的 TL 9000 等。

4.3.4 环境管理体系和环境管理体系认证

人们认识到企业不仅应关注产品的内在质量和安全,建

立质量管理体系,同理亦应当建立环境管理体系;做到产品本身不会对环境带来危害,而且产品的生产过程也不应当造成对环境的污染,即不产生污染环境的废气、废水、废渣及其包装材料。为此,国际标准化组织于 1996 年推出 ISO 14000 环境管理族标准,之后,以 ISO 14001 标准开展环境管理体系认证迅速在全世界各主要工业化国家展开。

4.3.5 职业健康安全管理体系和职业健康安全管理体系认证

由于 ISO 9000 和 ISO 14000 标准和认证带来的巨大影响,国际标准化组织原定要推出旨在针对企业职业健康和安全管理标准 ISO 18000 系列标准。但这一标准一方面引起了发展中国家的警惕,同时引起国际劳工组织和世界卫生组织的不满。因此,原定推出的 ISO 18000 职业健康安全管理体系标准被否决。尽管如此,以英国标准 BS 7700 职业健康安全管理体系标准为基础的认证在全世界开展,包括我国在内的许多发展中外向型国家正在建立本国的职业健康安全管理体系认证。

4.3.6 企业社会责任管理体系及其认证

2001 年,以美国社会责任组织为首推出一项名为企业社会责任的标准——SA 8000,并鼓吹发达国家应以此标准的认证来对企业进行限制。从其涉及的内容(童工、强迫劳动、健康及安全、集体谈判权、歧视、工作时间、报酬、惩罚性措施,以及管理措施等九个方面)可以看出,这一标准不能完全解决贸易问题,且涉及政治、经济制度乃至国家体制等,理所当然地受到发展中国家的强烈抵制,而发达国家亦不轻易在支持不支持这一标准和认证方面表态。目前,这一认证已在发达国家悄悄开展,许多跨国零售商开始以是否获得此标准的认证作为采购的先决条件。如何破解这一“社会责任”壁垒,任重而道远。

4.3.7 农产品、食品的体系认证

国际粮农组织和世界卫生组织共同建立的食品法典委员会在原先推出的农产品加工和食品行业所运用的标准“危害分析和关键控制点”的 HACCP 认证基础上,目前将 HACCP 和 ISO 9000 结合制定食品安全管理体系 ISO 22000,并打算以此标准开展食品安全管理体系认证。与此同时,为规范农业生产,一套农业生产良好行为规范标准及其认证也陆续展开。林业、花卉业的体系认证亦在试点中。

与上述类似的,还有联合国贸发组织对生产化学药品原料工厂推行的医药企业良好行为规范认证(GMP),也在我国制药行业蓬勃开展。

4.4 认可

认可是正式表明合格评定机构具备实施特定合格评定工作能力的第三方证明。

4.4.1 认可机构

它是从事认可的权威机构。此机构通常由政府机构授权。

4.4.2 合格评定机构

它是从事合格评定服务的机构,包括认证机构、检测机构、检查机构、培训机构、咨询机构、监督机构等。

4.4.3 产品认证机构的认可

它包括认可对象,产品认证机构,认可准则,ISO/IEC 导则 65:产品认证机构认可的基本要求和国际认可论坛(IAF)规定的实施指南。认可程序如下:

(1) 提出申请并提交申请书及认可准则规定的书面文件。

(2) 核实文件的完整性、规范性。

(3) 组成评审组,从评审书面文件到认证机构现场评审,提出不符合项和纠正措施,并见证、验证纠正结果的期限。

(4) 确认符合后,向认可机构技术委员会提交评审报告。

(5) 技术委员会评定通过后,由认可机构做出批准决定。

(6) 认可机构向申请机构颁发认可证书和批准使用认可标志许可证。

(7) 在有效期内纳入正常监督。

1) 产品认证机构业务范围。认可机构对产品认证机构认可的业务范围有三个方面:①专业管理能力;②检测能力;③检查能力。

2) 认可资格:认可证书和认可标志。

4.4.4 管理体系认证机构的认可

由权力机构承认相关认证机构在规定的管理体系认证方面具备能力的程序。

(1) 管理体系认证机构认可准则,即 ISO/IEC 导则 62:质量管理体系评定和认证/注册机构的基本要求和国际认可论坛(IAF)规定的《管理体系认证与注册机构基本要求实施指南》。管理体系认证机构认可程序是:①认可申请;②申请受理;③文件评审;④现场评审;⑤见证评审(必要时);⑥认可决定;⑦颁发认可证书,允许使用认可标志;⑧认可资格的保持,即证后监督。

(2) 管理体系认证机构认可的业务范围和资格:仅就质量管理体系而言,其业务范围大类分为 39 类,其认可资格在证书上详细列明。

4.4.5 实验室认可

它指由权威的认可机构对从事检测/校准实验室及其人员有能力进行特定类型的检测/校准做出正式承认的程序。所谓权威机构,是指法律或行政授权的机构,认可机构的授权通常来自政府。已获得认可的从事校准或检测的实验室,其中从事校准工作的,称为校准实验室;从事检测工作的,称为检测实验室;既从事校准又从事检测的,称为综合实验室。如果实验室只是某组织的一部分,该组织除了从事校准和检测工作外还进行其他活动,则“实验室”仅指该组织内从事校准和检测工作的那一部分。

(1) 实验室认可准则是 ISO/IEC 17025:2005《检测和校准实验室能力的通用要求》。该标准与其他认可准则的最大区别,即不仅评审实验室的管理能力,还评审实验室的技术能力,以确保实验室所出具的检测/校准报告的准确、科学、公正。

(2) 认可程序是认可机构对认可条件和认可流程做出的规定,具有明确的法律地位和承担法律责任的能力,符合认可机构颁布的认可准则,遵守认可机构规定的认可规则、认可政策的有关规定,履行相关义务。实验室认可主要分为四个阶段:申请阶段、评审阶段、评定阶段和监督管理阶段。

1) 申请阶段。实验室需满足下列要求方可申请:①按认可准则和应用说明建立质量管理体系,并已运行至少 6 个月,进行了完整的内部审核和管理评审;②可以在 3 个月内接受现场评审;③具有申请范围内的检测或校准能力;④具有独立支配开展业务工作所需资源的权力。申请实验室应提供的资料包括申请书、实验室法律地位的证明文件和组织结构图、实验室最新版本的质量手册和程序文件、实验室参加能力验证的情况、实验室量值溯源描述、其他相关资料。

2) 评审阶段:①指定评审组;②文件评审;③现场评

审。从现场对质量管理体系运行的符合性、申请认可范围内的检测/校准技术能力、授权签字人的资格条件这三方面进行重点核查、核实。

3) 认可评定:评审报告经认可机构的评定委员会评定合格后,颁发证书并允许使用认可标志,一般有效期为 3~5 年。

4) 监督管理:在有效期内,认可机构将定期年审和针对不同情况复审,并组织实验室参加能力验证试验进行核查,监督实验室是否始终保持在认可水平上。

4.4.6 检查机构的认可

它指权威机构对检查机构有能力进行产品、服务、过程或工厂的检查所给予的正式承认。检查机构可代表私人客户、其团体组织或官方权力机构实施评审,向这些机构提供与法律、法规、标准与规范是否符合的有关信息。检查机构认可内容包括承认其检查材料、产品、安装、企业、过程、工作程序或服务的能力,并确定其与有关要求的符合程度。认可检查参数包括数量、质量、安全性、适用性等项目,以及运行中的工厂和体系的持续安全。由于产品、安装和工厂的检查会涉及这些项目寿命周期中的所有阶段,这样的工作通常要求提供服务的人员具有专业判断经验,因此对检查机构认可也包括对提供服务的人员其专业能力的承认。检查机构认可准则是认可机构按程序认可检查机构时所采用的要求。目前,各国均采用 ISO/IEC 17020 作为对检查机构的认可准则。该准则从管理要求、独立性、公正性和完整性、保密、组织管理、质量体系、人员、设施和设备、检查方法程序、检查样品和物品的处置及记录、检查报告和检查证书、分包、申诉和投诉、合作等 15 个方面对检查机构提出了要求。

4.5 人员注册

从事合格评定工作的人员有以下几类:①从事认可的管理人员、评定人员、评审人员;②从事认证的管理人员、评定人员、评审人员;③从事检查工作的检查人员;④从事管理体系审核的审核人员;⑤从事检测工作的检测人员;⑥从事培训工作的教师;⑦从事咨询工作的咨询人员等。理论上凡是从事合格评定各项工作的管理者和专业人士,均应经过资格培训、考核、注册。

以管理体系审核员注册工作为例将人员注册过程简要描述如下:

审核员以工作性质可分为:①管理体系认证审核员;②管理体系认证验证审核员;③技术评价人员;④管理体系认证培训教师;⑤管理体系内部审核员;⑥咨询人员。从专业角度又可分为:质量管理体系审核员、环境管理体系审核员、职业健康与安全管理体系审核员……。从业务水平面分为实习审核员、审核员和主任(高级)审核员三级。

国际标准 ISO 10011-2 对审核员规定的评定准则,包括了审核员的教育、培训、经历、个人素质的要求。我国据此细化了审核员的教育、培训、工作经历、质量工作经历和审核经历的具体要求,所有为获得资格而提供的审核培训、工作及审核经历均须经技术评价合格。在实习审核员晋级审核员前,还要通过审核员专业面试的考核。为了确保审核员的个人素质,我国还规定了审核员的行为准则。注册准则还对审核员的工作能力提出要求,规定了为保持审核员资格每年应完成审核工作的最低次数和不少于规定学时的专业知识培训或更新,同时还规定了对审核员资格保持、晋级、暂停、撤销等要求。

4.6 双边、多边、区域、国际互认制

“一证在手，走遍全球”，是合格评定工作的最高境界。因此，互认是走向这一境界的发展促进阶段。互认即指相互承认。

从互认层来看，可分为政府间互认、机构间互认。从业务内容专业领域，则分为：认可制度、认可结果互认，认证制度、认证结果、认证证书、认证标志互认，检测制度、检测结果、检测报告、检测标志互认，检查制度、检查结果、检查报告、检查标志互认，审核制度、审核人员资格、审核结果、审核证书、标志互认，培训课程、培训教师、培训证书、培训资格互认，咨询人员、咨询制度、咨询结果、咨询报告互认等。其中还包括技术专家资格互认等。

双边：指两个当事方，可是两国，也可是两个机构。

多边：指两个以上的当事方。

区域：指地理范围相邻或由于某种经济贸易目标而在一起的国家或组织，例如欧盟、亚太地区等。

国际：是指不同地理范围的多个国家或组织在一起的经济贸易领域，不一定是所有国家都参与，许多情况下包括国际上有影响力的国家就可视为国际。例如国际标准化组织等。

5 主要国家、区域、国际合格评定简介

5.1 美国

美国的合格评定特点是历史悠久，渗透在几乎各个适于开展合格评定的领域，但不足之处是比较散乱，联邦政府不能有效进行管理，不能形成统一的全面的国家合格评定制度。近年来，美国联邦政府已意识到这一问题，从质量体系认证入手，开始统一到国家层面上。

从法律、法规层面上讲，涉及合格评定的技术法规散见于国会制定的法律。如《消费品安全法案》、《联邦危险品法案》、《可燃纺织品法案》、《包装防毒法案》、《制冷器法案》、《紧固件安全法案》，各部门颁布的规章，汇集在《美国联邦法典》中，其数量之多、之繁令人眼花缭乱。又如涉及机电产品分布在《美国法典》和《美国法规典集》中就有十几个篇章，涉及十几个政府部门，数量超过 300 件，包括的产品多达上万种。另一个层面则是各州的立法和州政府各部门颁布的规章。

美国的标准体系比之技术法规体系更为开放，政府与私营单位均可制定标准。作为美国国家标准的协调者——美国国家标准协会，只公布、汇编联邦政府承认的国家标准制定单位的标准。美国现行制定标准团体达 400 多家，联邦政府承认的可作为美国国家标准的制定团体包括政府部门和私营团体有 70 多个。美国现行标准有 17 万之巨，其中被联邦各级政府机构依据法律、法规、规章引用而变为强制性标准的达 9 万多项。甚至许多部门为省事直接制定和颁布强制标准。另一个动向是，随着冷战的结束，唯一超级大国的经济实力和政治影响越来越大，一些领域的美国企业制定的标准逐渐成为了事实上的国家或国际标准，例如微软的操作系统、英特尔的源码等。此外，由于各州和其政府法律、法规、规章所包括的标准而变成强制性标准的数量比国家标准数量还多。

美国的合格评定工作历史悠久，形成了政府主导型和民间自愿性相结合的形式。政府主导型的合格评定有 55 种，大致分三类：①强制型，即不经合格评定（强制性认证或检验）产品不能进入市场，大概有 35 种；②验收型；③自我

声明型。此外，各州政府和民间还有若干合格评定计划。目前，在美国活跃着 400 多家认证机构，近 2 万家从事检测和校准的实验室。应当指出的是鉴于美国体制，许多美国认证机构在中国宣称只有获得它的认证产品才能进入美国是不准确的。一个认证机构的认证证书要获得美国承认除了联邦政府外，州政府的承认乃至大型采购商、贸易商、批发商、零售商组织的承认也很重要。如著名的美国保险商实验室（UL）认证，是美国历史最悠久、影响最大的认证机构，但至今美国仍有三个州不认可其认证。

美国注册机构认可委员会成立于 1989 年，由美国质量学会（ASQ）与美国国家标准学会（ANSI）联合建立，称为（RAB），其业务包括管理体系认证机构的认可、培训机构的认可和审核员注册。

美国国家标准协会（ANSI）是美国非营利的民间标准化团体，经美国政府授权，作为自愿性标准协调中心，审核批准美国国家标准，代表美国参加国际标准化活动。

美国国家实验室自愿认可组织（NVLAP）是负责检测和校准实验室认可工作的国家实验室认可机构，由联邦商务部所属国家标准技术研究院（NIST）管理，成立于 1976 年，依据 ISO/IEC 17025 标准对检测和校准实验室进行认可，认可实验室近千家。

美国机械工程师协会（ASME）是美国机械类国家标准的主要制定机构，其中锅炉与压力容器规范是 ASME 制定的最主要的标准。同时，该机构还是以该规范对锅炉和压力容器进行认证的美国乃至国际著名的认证机构，其 ASME 印记的认证标志被世界上绝大多数国家所承认。

5.2 欧盟

欧盟的合格评定工作在目前世界上可以堪称典范。其主要特点是：①法规完善、严谨；②标准齐全、及时；③合格评定模式清晰、便捷、有序。之所以能成为今天这个模样，与欧洲经济一体化的进程是分不开的。

早在 1965 年，欧洲就认识到由于各国的技术法规、标准和认证及检验制度带来的技术壁垒，极大地阻碍了商品流通。为此，欧洲提出了《消除产品贸易中技术壁垒的决定》，从而促进了《关贸总协定》关于消除技术壁垒的进程。在欧洲经济一体化的进程中，为了实现商品、服务、人员、资金的四大自由流通，1985 年欧共体发布《关于技术协调与标准的新方法决议》和《进入欧洲市场——关于合格评定新方法决议》，1993 年又颁布《关于合格评定程序各阶段的模式和 CE 合格标志的贴附及其使用规则的决定》，从而描绘出技术壁垒的技术法规、技术标准和合格评定工作的总体政策及有机联系，实际运作的全面、切实可行、高效明晰的规划图。

（1）欧盟的技术法规体系：欧盟享有立法权的机构是欧盟委员会、欧盟理事会和欧洲议会，其中欧盟理事会享有决定性的权力。欧盟技术法规主要依据 4 个基础条约（《欧洲煤钢共同体条约》、《欧洲经济共同体条约》、《欧洲原子能共同体条约》和《欧洲联盟条约》）制定了各种规范性法律文件，主要是条例、指令和决定。在欧盟的技术法规体系中，指令占主导地位。必须指出的是：在欧盟一体化的过程中，为统一技术法规，使之认识到由于立法、修法的不易，因而决定针对产品、服务等技术法规只规定最基本的安全要求，而其他具体技术要求则由技术标准来解决。欧盟的技术标准统称为“协调标准”，由欧洲三大标准化组织制订，即欧洲标准化组织（CEN）、欧洲电工标准化组织（CENELEC）和欧洲

电信标准学会 (ETSI)。根据欧盟关于合格评定指令, 欧盟建立“CE”标志制度, 并根据产品复杂程度、安全程度的不同, 设计了8种合格评定的基本模式和8种派生模式。这些模式依据产品生产的不同阶段 (如设计、定型、完全生产、安装、运行维护、报废处理) 和有关评定的类型 (如文档审查、型式试验批准、质量控制、质量保证、质量管理、批量检测和全过程监督) 来进行设计。其中有别于其他国家的合格评定模式的有两点: ①开列了一项基于合格评定指定机构受控下的企业自我声明, 这一点是与欧盟的市场环境和诚信程度紧密连接在一起的; ②每项指令要求经过合格评定后佩戴 CE 标志的途径至少有两种或两种以上, 这样大大方便了申请者。还需注意的是: 不是设立了欧盟的合格评定制度, 其欧盟各国的合格评定制度就不存在了, 实际上是两种制度并存, 其解决办法是设立欧盟合格评定指定机构 (Notified body)。几乎所有欧洲各国著名的认证机构、检测机构、检查机构都成为了 CE 标志合格评定的指定机构。

(2) 欧盟主要的合格评定机构是欧洲认可合作组织 (EA) 和欧洲指定机构的管理组织——欧洲检测和认证组织 (EOTC)。

(3) 欧盟主要国家的合格评定机构:

1) 英国认可服务组织 (UKAS) 是英国政府授权唯一从事认可的机构。其工作内容包括对认证机构、检测和校准实验室、认证人员和培训机构、咨询机构的认可、批准和注册。英国最大、历史最悠久的认证机构是英国标准学会 (BSI), 成立于 1901 年, 从 1903 年开始以英国国家标准 BS 为依据开展认证, 并建立风筝标志作为其认证标志, 百年以来发展迅速, 影响巨大。UKAS 主要开展的业务为产品认证、管理体系注册、人员资格注册。当然, BSI 是英国最大的标准制定机构。

2) 德国认可机构 (DAR) 是德国认可制度的协调机构, 成立于 1991 年 3 月, 由德国联邦政府、德国劳工部和德国工业部共同组建。其成员由 7 个法规性认可组织和 7 个自愿性认可组织代表, 加上经济部代表 15 人组成, 管辖德国境内的认证机构认可、检测和校准实验室、检查机构的认可, 以及人员注册、培训、咨询机构的注册与批准。德国著名的认证机构有德国标准化协会 (DIN)、德国电器工程师协会 (VDE) 和德国技术监督协会 (TüV) 等。

5.3 日本

日本的合格评定工作是从 1950 年颁布《日本工业标准化法》开始的, 发展到今天, 有如下特点:

(1) 法律、法规明确, 迄今为止有 25 个涉及产品的法律建立认证 (合格评定) 制度。这 25 个法律涉及了电器、食品、计量器具、机动车辆、农业机械、肥料、药品 (包括农药)、电磁兼容、船舶、飞机、工业品、消费品、农产品、化妆品等。其认证亦分两类, 涉及安全的为强制性认证, 其余为自愿性合格认证。

(2) 其认证 (合格评定) 工作, 特别是强制性的, 完全由政府直接操作, 直到近些年才开始进行改革, 允许民间认证机构涉及。

(3) 各程序规定详细、明确, 包括人员、工作时间、检查内容、收费项目、数额十分详尽, 甚至机械。正因为如此, 其市场和合格评定工作十分井然有序, 很少存在假冒伪劣及失效性问题。近年来, 日本充分利用技术壁垒在法律、法规、技术标准和合格评定程序的不足和漏洞, 大大加强了对国内市场的保护, 严重影响包括我国在内的各国正当权

利。因此, 认真研究日本的技术壁垒, 做出有效对应是今后我国的一个重要课题。

日本最大、最有影响的认证和标准的管理部门是日本通商产业省标准部和日本规格协会。日本的认可机构为日本合格评定认可委员会 (JAB), 其活动包括认证机构、注册机构和实验室的认可, 审核员培训机构的认可, 管理体系认证组织的注册。

5.4 区域合格评定组织简介

(1) 太平洋认可合作组织 (PAC)。该组织成立于 1995 年 7 月 28 日, 是亚太经济合作组织 (APEC) 成员经济体认可机构之间的多边合作组织, 与欧洲区域多边组织 (EA) 和泛美区域多边组织 (IAAC) 属同类组织。PAC 的目标是对管理体系、产品、服务、人员或合格评定的类似项目的认证进行全球承认。其推出的最重要的项目为太平洋认可合作组织/多边承认协议 (PAC/MLA)。

(2) 澳大利亚和新西兰联合认可组织 (IAS-ANZ)。该组织是澳大利亚新西兰的管理体系、产品和人员注册的联合认可机构。

(3) 澳大利亚国家实验室认可协会 (NATA)。该组织是世界上第一个国家实验室认可机构, 成立于 1947 年。其主要工作为: ①开展校准实验室、检测实验室认可工作; ②检查机构认可; ③开展实验室能力验证工作; ④从事质量管理体系认证工作; ⑤提供培训工作; ⑥承担亚太实验室认可合作组织 (APLAC) 秘书处工作。

(4) 亚太实验室认可合作组织 (APLAC)。该组织建于 1992 年, 是亚太区域实验室认可机构, 共同讨论实验室认可领域事务, 建立相互承认协议的论坛。其宗旨是减少重复检验, 促进国际贸易, 提高各国实验室工作质量和水平。互认协议为 ALPAC/MRA。

(5) 亚太经济合作组织/贸易与投资委员会/标准与合格评定分委员会 (APEC/CTI/SCSC)。亚太经济合作组织 (APEC) 是当今世界上最重要的地区性组织之一, 成立于 1989 年, 中国于 1991 年加入, 现有成员 21 个。其宗旨是: ①促进贸易和投资的开放与自由; ②通过改进贸易法规 and 规定, 减少贸易壁垒, 便利商业活动的开展; ③增进经济技术合作。贸易与投资委员会 (CTI) 具体负责贸易投资自由化和便利化的委员会。标准与合格评定分委员会 (SCSC) 承担与国际标准的协调, 与区域性和国际性组织的合作, 以及合格评定活动的推动和互认的开展。在合格评定方面, SCSC 确定各成员应在合格评定活动中广泛采用 ISO/IEC 有关合格评定的国际标准和国际指南, 并协调合格评定制度及其运作程序。SCSC 确定的近期目标是在电工和电子产品、食品及玩具安全三个领域开展互认活动。

5.5 国际组织

5.5.1 国际标准化组织合格评定委员会 (ISO/CASCO)

该委员会是专门从事国际合格评定政策的制定和协调有关国家合格评定制度的机构, 是国际标准化组织 (ISO) 的 4 个政策委员会之一, 由国际标准化组织认证委员会 (ISO/CERTICO) 发展而来, 正式成立于 1985 年。CASCO 的主要职责是:

(1) 研究评定产品、过程、服务和管理体系符合相应的标准和技术规范的方法。

(2) 制定与检测、检查和认证认可有关的国际指南和标准, 作为开展合格评定的基础与准则。

(3) 促进国家与区域间合格评定结果的相互承认。

(4) 与 WTO/TBT 进行政策协调。

5.5.2 国际电工委员会合格评定理事会 (IEC/CAB)

该理事会为 IEC 在合格评定领域的决策机构, 成立于 1997 年。其主要职责是:

(1) 从有利于国际贸易发展的角度来制定合格评定政策。

(2) 促进和保持与有关合格评定组织的关系, 特别是 ISO。

(3) 监督 IEC 合格评定活动及 IEC 认证体系的运作, 即电子元器件质量评定体系 (IECQ)、电气设备检测与认证体系 (IECEE) 和防爆电器安全认证体系 (IECE) 的运作。

(4) 决策建立新的 IEC 认证体系, 并通过监督检查, 做出改进、暂停和解散的决定。

5.5.3 国际认可论坛 (IAF)

该论坛是有关国家认可机构及相关利益方自愿参加的在全球范围内认同的国际性多边合作组织, 1994 年成立。IAF 的主要工作范围是管理体系认证、产品认证和人员注册及其认可, 目标是取得一个统一的认可途径, 实现对被认可证书的普遍接受, 推动多边承认协议 IAF/MLA。

5.5.4 国际审核员与注册协会 (IATCA)

该协会是由各国质量管理机构、认可机构、认证机构组成的国际组织, 1995 年成立。其宗旨是通过世界范围内统一审核员培训及注册制度和培训机构及培训课程批准程序, 推进 “IATCA 审核员培训课程批准成员机构多边互认协议” 和 “IATCA 审核员注册成员机构多边互认协议”。

5.5.5 国际实验室认可合作组织 (ILAC)

该组织为实验室认可活动的国际性论坛, 成立于 1996 年。其宗旨是发展实验室认可的实践和程序, 在全球推广实验室认可制度。

6 世界贸易组织 WTO/贸易技术壁垒 TBT 简介

6.1 基本概念

6.1.1 世界贸易组织 (WTO)

世界贸易组织于 1995 年 1 月 1 日成立, 继承、发展和取代了 1947 年达成的《关贸总协定》, 并在其基础上进行了职能扩展和加强。世界贸易组织是具有国际法人资格的永久性组织, 不是联合国的附属或分支机构。其成员既包括主权国家, 也包括单独关税区经济体, 因而不具有明显的政治性。

6.1.2 世界贸易组织的职能

世界贸易组织的职能如下:

- (1) 在成员体之间实现互惠互利。
- (2) 实质性削减关税和其他贸易壁垒。
- (3) 消除国际贸易关系中的歧视待遇。
- (4) 保护和维护环境。

(5) 保证发展中国家, 特别是最不发达国家, 在国际贸易增长中获得与其经济发展需要相当的份额。

6.1.3 世界贸易组织的管辖范围

世界贸易组织涉及的管辖范围是货物贸易、服务贸易和与贸易有关的知识产权。

6.1.4 非歧视原则

非歧视原则包括最惠国待遇和国民待遇两个原则。

6.1.4.1 最惠国待遇 (MFN): 平等地对待所有的人

WTO 协议规定各成员国不能对他们的贸易伙伴有歧视, 给予某一贸易伙伴的特别优惠, 应同样给予所有 WTO 成员。此原则被称为最惠国待遇。

6.1.4.2 国民待遇: 对国内和国外平等对待

平等对待进口和本地生产的货物, 适用于已进入本国市场的外国产品。对于外国和国内的服务、商标版权和专利也应同等待遇。此原则称为国民待遇。WTO 的三个主要协定中都有国民待遇的条款, 在各协定中的实施略有不同。

6.1.5 透明度原则

为消除各种形式的贸易壁垒, 其最重要的就是要弄清有多少壁垒才有可能有的放矢地去谈判、消减, 因此世贸组织要求各国和特别关税区必须将各种措施公布或通报。

6.1.6 协商一致原则

世界贸易组织在消除各种贸易壁垒的努力中, 最重要的方式是谈判, 通过谈判磋商, 协商一致达成协议予以推进。

6.1.7 争端磋商和贸易制裁

世界贸易组织就成员经济体之间发生的贸易摩擦、贸易纠纷建立了一套完整的争端磋商机制。当磋商不成最终判决一方违规严重, 则启动贸易制裁机制。这一机制是有别于其他类似国际组织最厉害的手段, 也是国际贸易组织权威性的体现。

6.1.8 关于 WTO/TBT 协议

《TBT 协议》在发展过程中曾经历了两个版本: 第一个版本是 WTO 的前身《关贸总协定》(GATT), 在第六轮东京回合谈判, 从 1975~1979 年历经近 5 年的谈判达成的, 并于 1980 年正式生效; 第二个版本是 GATT 乌拉圭回合 (1986~1994) 达成的, 1995 年随世界贸易组织的成立正式生效, 纳入《WTO 协议》中。第二个版本在第一个版本的实践中完善和发展。两个版本的最大区别是:

(1) 定义明确: 技术法规是强制性的, 技术标准是自愿性的。

(2) 内容扩展: 将第一个版本的认证制度扩展为合格评定制度。

(3) 管辖范围改变: 第一个版本管辖产品、工艺 (过程)、服务, 由于在这期间 GATT 及 WTO 又发布了《服务贸易协定》、《政府采购协定》和《卫生和植物卫生协定》, 因此, 第二个版本的管辖范围仅限于工农业产品、工艺 (过程) 和生产方法, 而不涉及服务、卫生检疫和政府采购。

(4) 两个版本的约束力是不一样的, 第一个版本是成员经济体自愿签署, 而第二个版本则是对所有成员经济体均有约束力。

(5) 如同《WTO 协议》本身一样, 《TBT 协议》规范的是政府行为, 并通过政府来规范市场行为。

6.1.9 TBT 背景介绍

由于国与国之间针对产品的法律、法规、技术标准和为了证明符合法律法规的各种评价方法、证明手段的不一致, 带来的重复检验、重复发证、重复收费, 不仅加大了商品的成本, 还大大地影响了商品的流通速度。由于是针对商品的技术标准、技术要求, 而其评价又是利用技术人员、技术手段, 因而将这一壁垒称之为 “技术壁垒”。最先认识到这一问题的严重性的是欧共体。因此, 1965 年, 欧共体做出了《关于消除产品贸易中技术壁垒的决定》。这一举动, 极大地震动了欧洲之外的世界主要经济大国, 害怕消除了欧共体之内的技术壁垒, 可能会大大增加欧共体与其他各国的壁垒, 因而在美、日等国的倡议下, 《关贸总协定》将消除贸易中技术壁垒问题提交到 1975 年关贸总协定第六轮 (即东京回

合)谈判中,经过历经4年的谈判终于在1979年4月达成《贸易性技术壁垒协议》(GATT/TBT)。当时还给这一协议起了个别名叫《标准守则》(Standard Code),即无论法律、法规、技术标准和认证制度最终的依据都是标准,而消费者看重的也是商品是否符合标准,因此给个简洁名称使人们容易理解。

6.2 《TBT 协议》简介

6.2.1 《TBT 协议》框架

《TBT 协议》的框架十分简单,由引言、15条、89款,以及三个附件组成,文本条目见表 10.2-3。

表 10.2-3 TBT 文本条目

| 序 言 | |
|------------|--------------------------|
| 第 1 条 | 总则 |
| 技术法规和标准 | |
| 第 2 条 | 中央政府机构制定、采用和实施技术法规 |
| 第 3 条 | 地方政府机构和非政府机构制定、采用和实施技术法规 |
| 第 4 条 | 标准的制定、采用和实施 |
| 符合技术法规和标准 | |
| 第 5 条 | 中央政府的合格评定程序 |
| 第 6 条 | 中央政府对合格评定的认可 |
| 第 7 条 | 地方政府的合格评定程序 |
| 第 8 条 | 非政府机构的合格评定程序 |
| 第 9 条 | 国际和区域体系 |
| 信息和援助 | |
| 第 10 条 | 关于技术法规、标准和合格评定程序的信息 |
| 第 11 条 | 对其他成员的技术援助 |
| 第 12 条 | 对发展中国家成员的特殊和差别待遇 |
| 机构、磋商和争端解决 | |
| 第 13 条 | 贸易技术壁垒委员会 |
| 第 14 条 | 磋商和争端解决 |
| 最后条款 | |
| 第 15 条 | 最后条款 |
| 附件 1 | 本协议中的术语及其定义 |
| 附件 2 | 技术专家小组 |
| 附件 3 | 关于制定、采用和实施标准的良好行为规范 |

6.2.2 引言简介

- (1) 认知原则:认识到国际标准与合格评定体系可以提高生产率,便利国际贸易,因而鼓励各成员制定此类国际标准和合格评定体系。
- (2) 肯定原则:认识到不应阻止任何国家在其认为适当的程度内采取必要措施,保护人类、动物或植物的生命与健康,保护环境,保护国家基本安全,防止欺诈行为,保证出口产品质量。
- (3) 保证原则:① 技术法规、标准和合格评定程序不给国际贸易制造不必要的障碍;② 必要措施不得构成不合理的歧视手段,或构成对国际贸易的变相限制。
- (4) 义务原则:① 国际标准化使发达国家在向发展中国家转让技术方面做出贡献;② 期望各成员在判定和实施

技术法规、标准、合格评定程序过程中遇到特殊困难时给予协助。

6.2.3 结构与原则

《TBT 协议》的结构很简单,对不同级别所实施的3类活动做出了相似的规定。第一类活动是技术法规的制定、采用和实施。该协议第2条和第3条分别对WTO成员的中央政府机构、地方政府机构和非政府机构的有关职责作了规定。第二类活动是标准化机构制定、采用和实施标准,第4条对此作了规定,并在附件3《关于制定、采用和实施标准的良好行为规范》中列出了适用的原则。第三类活动是确认和认可符合技术法规与标准。这些“合格评定程序”包括抽样、检测和检查,评估、验证和合格保证,注册、认可、批准以及各项的组合。在这方面,该协议第5条和第6条针对中央政府机构,第7条和第8条分别针对地方政府机构和非政府机构,第9条针对国际和区域体系。对每一类活动和每一级别的职责,WTO和GATT的基本原则都适用于该协议,如非歧视、透明度和磋商等。

该协议优先重视国民待遇和最惠国待遇原则,规定技术法规、标准和合格评定程序对来自WTO其他成员的进口产品适用,待遇不得低于给予国内同类产品和来自其他成员的同类产品的待遇。这些法规、标准和程序在制定、采用和实施过程中,也不能对贸易造成不必要的障碍。对于技术法规,规定技术法规对贸易的限制作用不能超过为实现合法目标所必需的限度,同时要考虑不能实现合法目标可能带来的风险。该协议提出了实现这一目的的指南,即技术法规在合适的情况下,要按照产品的性能要求而不是按设计或描述特性来规范。如果批准的某项技术法规的环境或目的已不复存在,或者改变了的环境或目标可以用对贸易较少限制的方式来处理时,那么该项技术法规不得继续维持。与此类似,合格评定程序不能比使进口成员相信产品符合技术法规或标准所必需的限度更严格;各成员要保证尽可能快地进行和完成这一程序;除必需的信息外,不再要求提供更多的信息,而且检测设备地点要方便。

6.2.4 协调合作

《TBT 协议》大力鼓励WTO成员为协调技术法规、标准和合格评定程序做出努力,以减少国家间的差异对贸易造成的障碍。该协议协调方法是如果存在相关的国际标准,成员需要采用这些标准作为协调各自技术法规或标准的基础,除非国际标准对实现合法目标不适当或无效。该协议还鼓励使用可能已经制定的关于合格评定程序的任何国际指南或建议。作为一项引诱性条件,该协议假定根据国际标准制定法规,不会对贸易产生不必要的障碍。该协议还简化了根据这一标准制定的法规及要求的通告方法。另一方面,对采用国际标准的要求不是绝对的。这意味着本协议并不是强迫各成员在现行的保护安全或环境方面的保护程度不够还必须接受它。因此,该协议鼓励各成员在任何情况下都应积极参与国际标准化机构的工作。

- (1) 对于等效性。《TBT 协议》鼓励各成员积极考虑其他成员的技术法规作为等效技术法规,只要这些法规能够充分实现与他们自己法规相同的政策目标即可。
- (2) 对于相互承认。对出口到不同国家的产品进行多重检测、多重检查和多重认证增加了商业成本和不确定性,还会造成不必要的贸易壁垒。理想的情况是,对一种产品的检测只在原产国进行一次,检测结果被所有出口市场所接受。因此,该协议鼓励各成员谈判达成合格评定相互承认协议,

要求各成员在可能的情况下,接受其他成员的合格评定程序的结果,只要这些程序与他们自己的程序一样,都能够保证满足技术法规和标准。为达此目的,该协议提出了一些标准,以确定出口国相关合格评定机构拥有必要的技术能力。这些标准包括符合国际标准化机构颁布的指南和建议等。

6.2.5 透明度

《TBT 协议》规定了两项透明度义务,目的在于保证所有成员都可以提前获得技术法规、标准和合格评定程序的信息,使私营部门有时间针对政策的变更做出调整。第一项义务基本上是被动的,每个成员需要保证设立国家咨询点,以回答其他成员有关其技术法规、标准和合格评定程序的所有合理问题。第二项义务是主动的,即对这些措施和程序的变更情况进行通知。如果各成员制定的合格评定程序的技术法规或程序与国际标准不同,或大体上是以国际标准为基础,而且如果这些法规和程序对其他 WTO 成员的贸易有重大影响,那么就需要进行通知,通常情况下要在实施前 60 天进行通知。这样,其他成员就可对此提出意见,在标准或程序实施前,有关成员需要考虑这些意见。

6.2.6 行为规范

《TBT 协议》的附件 3《关于制定、采用和实施标准的良好行为规范》,将该协议的范围和约束扩展到中央政府、地方政府和非政府标准化机构制定的全部自愿标准上,各成员的中央政府机构有义务接受并遵守该规则的规定,还要鼓励地方和非政府机构同样这样做。作为 WTO 总协定的组成部分,还有两个决定:第一个是《关于世界贸易组织——国际标准化组织标准信息系统拟议谅解的决定》,即将 ISO 标准信息系统的名称为 WTO 标准信息服务机构;第二个决定是《关于审议国际标准化组织/国际电工委员会信息中心出版物的决定》,规定 WTO 成员定期对其进行审定。

6.2.7 义务水平

在许多国家,与标准有关的活动不仅涉及中央政府,还涉及地方政府和非政府机构。在这种情况下,WTO 成员中央政府有义务采取可利用的合理措施,以保证地方政府在制定、采用和实施技术法规与合格评定程序方面,符合该协议的有关规定。WTO 成员中央政府需要通知其直接管辖的地方政府所制定的法规和程序。

6.2.8 技术援助

该协议第 11 条包含了有关成员提供技术援助的规定,目的是帮助其他成员,特别是发展中国家成员制定技术法规,建立国家级标准化机构以及参加国际机构的活动。第 12 条详细规定了对发展中国家的待遇,除一些规定总体上要求关注发展中国家,特别是最不发达国家的需要外,还有两点值得一提。一点是:该协议认识到发展中国家可以采用法规、标准和检测方法,旨在保护本国技术及生产方法和工艺。在这种情况下,就不能期望这些国家采用与其发展、财政和贸易需要不适合的标准。另一点是:对于那些由于特殊发展和贸易需要以及技术发展阶段等原因,在履行义务方面存在困难的发展中国家,该协议允许给予他们一些具体的和时限性的例外。

6.2.9 争端的磋商和处理机制

本协议争端的磋商和处理按 WTO 争端磋商和处理机制进行。基于本协议的特点,可设一个技术专家小组向争端解决专家组提出建议。

6.2.10 机构设置

该协议的执行由 WTO 贸易技术壁垒委员会负责,委员会由全体 WTO 成员组成。规定从 1997 年起,每 3 年对该

协议审议一次。在合适的情况下,委员会可建议对该协议进行修改。

7 中国合格评定历史发展的几个阶段

7.1 1949~1978 年的形式

1949~1978 年,标准一经颁布就是技术法规,不合格品不许出厂,企业的检测机构既替工厂把关,又替国家把关。因此,产品出厂合格证就是俗称的第一方的自我保证,也就成了中国市场上合格评定的主要模式。军品的军方验收制,军检代表驻厂把关,就是典型的第二方合格评定模式。除此之外,只有少量的进出口把关检验和动植物检疫活动是第三方形式的合格评定。

7.2 准备阶段

1978 年十一届三中全会之后,从单一的国有经济开始变成多种经济成分共存,农村的自主经营改革波及城市,焕发了从未有的活力。也正是在这个时候,假冒伪劣商品在市场上开始露出苗头。1979 年 6 月,国家决定在原国家标准总局设立质量监督局,1982 年又在原国家经委设立质量局,开始将商品质量、净化市场、打击假冒伪劣商品作为政府的重要职能。这一时期,政府采用了许多方法和形式:①表彰和鼓励形式,如设立国家产品质量奖、表彰优秀质量管理企业和先进小组;②监督评价,例如行检、行评、企业上等级、升级达标、抽检、抽查和设立生产许可证制度;③打击假冒伪劣产品,查窝点、没收处置假冒伪劣商品。这些活动和做法在特定历史时期均起到了良好的作用。

7.3 启动试点阶段

1981 年,中国加入世界上第一个电工电子产品的认证机构并决定在中国国内按国际规则组建中国电子元器件质量认证机构,推行电子元器件质量合格认证制度(IECQ),并在电子元器件行业进行认证试点、推行认证制度。1984 年,国际电工委员会又开始组建第二个产品认证机构——IECEE,即电工设备安全认证机构。中国参加,并设立第二个认证机构,在电工产品领域试点安全认证。这两个认证机构开创了中国认证的先河,起到了很好的示范作用。它使得中国的认证工作一开始就是高起点,按国际规则来开展。通过几年努力,中国的这两个认证机构和这两个认证机构所使用的十几个检测机构,均获得了国际认证组织的承认。中国第一批获得认证的产品,经过我们自己的检验认证,不出国门就获得了国际通行证。

从 1986 年起,按照国际准则,开始在不同领域建立认证制度试点,如自愿性领域的方圆认证、水泥认证,安全领域的消防产品、玩具、卫星地面接收设备、橡胶轮胎、汽车安全玻璃、避孕套等逐步试点认证。

与此同时,一批有关认证的国际准则、指南、标准和指导性书籍翻译出版,如《认证指南性文件汇编》、《认证的原则与实践》、《怎样开展产品质量认证工作》等,这些都是国际标准化组织(ISO)和国际电工委员会(IEC)为指导各国建立旨在通向国际认证道路而建立本国国家认证体制的文件,使得我们认识认证的实质精髓起了很好的普及和引导作用。

7.4 立法立规阶段

1988 年《标准化》法的颁布确立了认证的法律地位。

1989年《商检法》的颁布确立了进出口商品认证的法律地位。1991年国务院颁布《产品认证管理条例》，进一步阐明了中国认证的体制和运作模式。原国家技术监督局根据法律和条例，颁布了5个局长令，就认证机构设置、检测机构、检查人员、认证证书、标志以及监督体制进行了详细规范。从此，中国的认证事业走上法制化管理的健康发展之路。

7.5 认证认可进入发展期

1990~2000年，中国的认证工作进入快速发展期，主要标志是：

(1) 产品认证向宽度和广度发展，其业务领域从80年代的几个行业扩展到近20个行业。白色家电（电冰箱、洗衣机、电风扇）、黑色家电（电视机、音响、电子娱乐设备）认证，以及电动工具、低压电器认证已经在市场上深得人心。消费者已经知道不带认证标志的产品不能选购，认证起到了保护消费者、正确引导消费的作用。

(2) 体系认证特别是ISO 9000质量体系认证和ISO 14000环境管理体系认证快速地在我国大地上普及。

(3) 实验室认可使中国检测机构尝到了走出国门的滋味，并且很好地规范了中国检测市场，如对电力行业实验室的认可就起到了对该行业监督和规范的作用。

(4) 人员注册造就了一批认证的专业人才。

20世纪90年代中期，一些发达国家、区域和国际相继建立起了认证机构、检测机构、检查机构、培训机构、咨询机构和资格认可、注册、批准制度；中国建立了产品认证机构、质量体系认证机构、实验室认证和认证人员注册4个国家认可机构，并加入相应国际和区域组织IAF、IATCA、ILAC和PAC、APLAC机构，签署了互认协议。我国有4位专家在国际和区域组织担任执委、理事，其中1位还担任了亚太认可组织主席。

7.6 两套认证、认可体系的统一

20世纪90年代，中国认证认可事业有了较大的发展。2001年初，国务院决定将原国家质量技术监督局与原国家出入境检验检疫局合并，同时在其下成立国家认证认可监督管理委员会，统一认证认可制度，做到法律、法规、标准统一，一个证书、一个标志、一次收费就可以在中国市场流通的“四个统一”。

7.7 中国认证认可（合格评定）的发展

7.7.1 法制建设

2002年初国务院颁布了《国务院关于加强认证认可工作的决定》。2003年9月，新的《中华人民共和国认证认可条例》正式颁布实施，从而使新的认证认可工作全面走向法律化的道路。

7.7.2 机构建设

由原国家质量技术监督局认证与实验室评审管理司和原国家出入境认证监管司为基础重新组建了认监委，新机构强化了认证认可的统一管理和行政监管。

7.7.3 强制性产品认证（3C）制度

2002年8月1日，推出了新的统一的强制性认证（3C）制度。“3C”即中国强制性认证China Compulsory Certification三个英文单词字头。

7.7.4 建立协调和专家咨询机构

认监委建立了包括35个部门、行业协会、认可机构、认证机构和相关专家组成的中国认证、认可部际协调会议制

度，定期或按提议增加的部际协调会，就中国认证认可的重大政策问题向各有关方面通报、征求意见和协调一些重大事宜。

7.7.5 向深度和广度进军

强制性产品认证（3C）制度经过几年的实践，不断增加新的种类，从原来的135种扩展到142种，目前还有不少种类待扩项。

管理体系认证从ISO 9000、ISO 14000、ISO 18000，到HACCP、农业生产良好行为规范、软件成熟度CMM等。

农产品、食品的无公害、有机认证、绿色市场认证，卫生注册都稳步展开。

实验室认可从检测机构、校准机构到标准物质生产提供者，至制作、检测标准样品的实验室都已经开展。此外，生物、医学、临床实验室以及一些科学研究教学实验室也进入到实验室认可行列。

7.7.6 重监督提高有效性

几年来在整顿认证市场、狠抓认证认可的有效性方面下了很大的功夫，特别是针对强制性认证和管理体系认证，清理了一些不符合要求的认证机构、培训机构和咨询机构，打击了一些违法违规的人员、机构和企业，重点打击了一批披着洋外衣的不法认证机构。

7.7.7 国际合作取得累累硕果

认证认可的国际活动、国际合作空前活跃，不仅加强了与国际、区域各类认证认可组织以往的友谊和良好关系，还大大加强了与在各在认证认可领域走在前面的一些工业化发达国家相应机构的联络和合作。

8 有关电气安全认证

8.1 国际电工委员会电子元器件质量评定体系（IEC Quality Assessment System for Electronic Components; IECQ）

国际电工委员会（IEC）建立的以IEC标准为基础的，IEC各成员国的电子元器件机构自愿参加的国际电子元器件质量评定体系，成立于1981年，前身是欧洲电工标准化委员会（CENELEC）下属的电子元器件委员会CECC，于1970年建立“欧洲经济共同体电子元器件认证制度”。IECQ的宗旨是：在国际电工委员会的授权下，依照国际电工委员会的章程，根据互惠的原则和国际互认制度的建立，提高已经IECQ认证的电子元器件的信誉，以促进经过质量认证的电子元器件的国际贸易。

IECQ运作的基本依据是《IECQ的基本章程》和《IECQ的程序规则》。凡是根据IECQ的上述两个文件，以及IECQ认可的标准规范，经过认证合格的电子元器件，可在所有参加国成员间相互承认，以达到消除国际电子元器件贸易中的技术壁垒，免除或减少对于标准、规范问题的磋商、谈判及重复检验、重复认证以及重复收费，节约时间和降低成本。

IECQ设有认证管理委员会（CMC）、检查协调委员会（ICC），负责IECQ的运作和有关事项，并向IEC合格评定局（IEC/CAB）报告。CMC和ICC每年召开一次全体会议，讨论IECQ业务发展的重大问题。IECQ要求各成员国，在本国建立国家代表机构（NAI）、国家监督检查机构（NSI）、国家标准机构（NSO）和国家计量服务机构（NCS）。

IECQ认证的电子元器件种类有无源元器件、有源元器

件、混合集成电路、印刷线路板、机电元件、电磁元件、光电元件、通信用线缆等,还包括电子元器件的零件和材料。IECQ 认证所依据的标准,是按 IEC 导则 102《电子元器件质量评定用规范结构》确定的,为 IECQ 对电子元器件的认证奠定了基础。为了满足国际电子元器件市场对质量认证的需求,IECQ 科学地确定了多种认证类型,包括制造厂商的认可、鉴定批准、能力批准、技术批准、工艺(过程)批准等。IECQ 是国际上最早建立的、国际性认证机构。

8.2 国际电工委员会电气设备检测与认证体系 (IEC System for Conformity Testing and Certification of Electrical Equipment, IECEE)

国际电工委员会(IEC)建立的、以 IEC 标准为基础的、IEC 各成员国的电气设备认证机构自愿参加的国际电气设备检测与认证组织,于 1985 年 5 月成立。其宗旨是:通过建立电工产品安全认证的互认制度,逐步消除电工产品贸易中的技术壁垒,促进国际贸易的发展。

为了实现上述宗旨,IECEE 建立了 2 个互认体系:第一个是国际电工委员会电工产品检测证书互认体系(IECEE—CB 体系),IEC 各成员国的认证机构以 IEC 标准为基础,对电工产品的检测结果,即 CB 检测报告和 CB 检测证书,在参加 IECEE—CB 体系的成员国之间相互承认;第二个是国际电工委员会电工产品认证证书互认体系(IECEE—CB—FCS),是 CB 体系的扩展,参加 IECEE—CB—FCS 体系的成员国,在相互承认检测证书的基础上,相互承认安全认证证书。

IECEE 为了确保安全认证原则的实施,制定了《IECEE 的基本规则和程序》(IECEE 01 出版物)、《IECEE—CB 体系的规则和程序》(IECEE 02 出版物)、《IECEE/CB—FCS 全面认证体系的规则和程序》(IECEE 03 出版物)。

IECEE 设有认证管理委员会(CMC)、检测实验室委员会(CTL)、仲裁委员会和秘书处。认证管理委员会(CMC)是 IECEE 的最高权力机构,全面负责 IECEE 的 CB 体系和 CB—FCS 体系的运作,并向 IEC 合格评定局(IEC/CAB)报告。CMC 每年召开一次全体会议。检测实验室委员会(CTL)负责对采用 IEC 标准的细化、确定检测规范和检测方法开展 IECEE 所承认的实验室间的比对和能力验证,密切实验室间合作。CTL 每年召开一次会议。仲裁委员会具体负责处理有关 CB 体系、FCS 体系实施中纠纷的调解和仲裁。

IECEE 建立的电工产品检测证书的互认体系涉及 14 大类产品,全部以相应的 IEC 标准为基础。这 14 大类是电线电缆(CABL)、电容器(CAP)、电器开关及家用电器的自动控制设备(CONT)、家用及类似用途设备(HOVS)、安装附件及连接装置(INST)、照明设备(LITE)、测量仪表(MEAS)、电子医疗设备(MED)、信息技术及办公设备(PROT)、安全变压器及类似设备(SAFE)、便携式电动工具(TOOL)和电子娱乐设备(TRON)。

电工产品检测证书的互认体系公报是 IECEE 定期出版刊物,主要内容是:

(1) 电工产品检测证书的互认体系所覆盖的产品种类和相应的 IEC 标准。

(2) 各国家认证机构(NCB)声明承认电工产品检测证书互认的范围。

(3) IECEE 各成员国对采用 IEC 标准的国家差异的

声明。

(4) 各成员国必须满足的重要法规和规范。

(5) 已颁发电工产品检测证书的互认体系内各 NCB 承认标准的情况。

(6) 电工产品检测证书的互认体系运作情况。

8.3 国际电工委员会防爆电器安全认证体系 (IEC Scheme for Certification to Standards for Electrical Equipment for Explosive Atmo' Phrase, IECEX scheme)

国际电工委员会(IEC)的建立,是以 IEC 防爆电器标准为基础的,IEC 各成员国防爆电器认证机构自愿参加的国际防爆电器安全认证体系,于 1996 年成立。其宗旨是:通过建立防爆电器认证的国际互认制度,逐步消除防爆电器贸易中的技术壁垒,保证防爆电器的安全,促进国际贸易的发展。

IEC 各成员的认证机构对防爆电器安全性能进行检测后的防爆电器检测报告和防爆电器检测证书,在 IECEX 体系的成员间相互承认。

IECEX 为了确保安全认证的原则得以实施,制定了《IECEX 的基本规则和程序》(IECEX 02 出版物)。

IECEX 体系内设有认证管理委员会(ExMC)、防爆检测与评审组(ExTAG)、申诉理事会和秘书处。认证管理委员会(ExMC)是 IECEX 体系的最高权力机构,全面负责 IECEX 体系的运作,并向 IEC 合格评定局(IEC/CAB)报告,每年召开一次全体会议。防爆检测与评审组(ExTAG)负责 IECEX 体系有关检测和测试的技术问题,确定检测规范和检测方法,开展 IECEX 体系所承认的实验室间的比对和能力验证工作,每年召开一次会议。申诉理事会具体负责处理有关 IECEX 体系运作过程中出现的争议,提出调解和解决意见。IECEX 的秘书处设在 IEC 中央办公室,负责处理日常工作。

IECEX 体系所涉及的防爆电器全部以相应的 IEC 标准为基础。IECEX 公报是定期出版物,主要内容为:① IECEX 体系所覆盖的防爆电器种类和相应的 IEC 标准;② IECEX 体系各成员国对采用 IEC 标准的国家差异的声明。

8.4 欧盟 CE 标志认证涉及的电器安全指令

8.4.1 73/72/EEC 低压电器指令

该指令适用于额定电压 AC50~1000V 或 DC75~1500V 的电气设备。指令中识别了电器安全的基本因素,包含电气设备使用过程中可能存在或发生的各类危险,除了电气方面的危险,还包括机械、化学方面的危险,及对健康有影响的噪声和振动特性的防护,以及对人类环境特性方面的防护要求。

指令的说明中列出了管辖产品的名称、类别、采用标准和获得 CE 标志认证的途径,以及虽不要求加贴 CE 标志的部分安全性较小的零部件但必须进行安全评估的方法。

8.4.2 电磁兼容指令 2004/108/IEC (EMC 指令)

该指令适用于电气电子产品及含有电子、电机零件的设备,涉及的范围非常广。EMC 指令主要包括两个方面的要求:①产品产生的电磁骚扰不能影响其他设备的正常工作;②产品具有足够的抗扰性,在一定的电磁干扰环境中可正常工作。EMC 指令适用于整机产品或系统,对于元器件及零部件一般不作硬性要求。

8.4.3 其余涉及部分电器电子设备的指令

该指令还包括玩具安全、建筑产品、机械、个人防护设

备、有源移植医疗设备、医疗设备、潜在爆炸环境设备、电梯、冷冻设备、电信终端设备、诊断医疗设备、无线电和电信终端设备等指令。这些指令涉及的产品必须通过加贴 CE 标志的方法来表示已经符合该指令的基本要求,才允许在欧洲统一市场流通。另外,当一个产品同时受多个指令覆盖时,该产品只有在全部符合有关指令的规定后才能加贴 CE 标志。

8.4.4 欧盟内著名的涉及电器电子的认证机构

这些机构有德国电气工程师协会(VDE)、德国技术监督协会(TüV)、德国标准化协会(DIN),法国电离辐射计量实验室(LMRI)、法国中央电工实验室(ICIE);英国电工审核局(BEAB)、英国标准化协会(BSI),荷兰电气工程师协会(KAMA),意大利国家电工研究所(IEN)等。

8.5 美国对电器产品的要求

如前所述,美国对电器产品要求的法规由联邦政府各部和地方政府(各州)制定。如联邦职业安全健康管理部负责工作场所的安全,联邦通信委员会(FCC)负责通信设备的无线电干扰,联邦消费品安全委员会负责消费品的安全,地方授权负责地方和联邦的防火安全规范、建筑规范等。

通常,这些法规、标准涉及电器设备安全要求、电磁兼容要求、能效要求等。总之,产品符合这些要求就能在市场上流通。但问题是要想让制造厂商自我证明不是一件易事,还不如找政府承认的认证机构和检测实验室提供证明,既能分散责任,又能降低评价成本,因此市场上形成的是不叫强制性认证的强制性认证,所以,400家认证机构和上万家检测机构业务红红火火,著名的有美国保险商实验室有限公司(UL)、美国爱迪生实验室认证公司(ETL)以及美国联邦通信委员会(FCC)、职业和安全健康署(QSHA)、美国机械工程师协会(ASME)、美国石油及石油工程协会(API)、美国电气工程师协会(IEEE)等。

8.6 日本对电器产品的要求

日本对电器产品的要求主要依据《电器设备及材料安全法》、《无线电波法》、《电磁干扰管理法》以及有关环保和消费者权益的法律构成。

值得一提的是日本《电器用品安全法》对甲种425类电器和乙种72类电器实行强制性安全认证,不经认证不带认

证标志的产品不准进入市场。历时50年后,日本的市场环境秩序、企业的诚信程度和消费者的认知与自我保护的能力有了大大加强。因而新修改的《电器设备及材料安全法》,将强制认证改为自愿性,操作由原通产省标准部(即政府部门)直接认证调节为经认可的认证机构及检测机构、检查机构均可参与。这一转变并不意味着日本对电器安全放松了管制,因为市场上已形成不认证商品就卖不出去,不认证消费者不买的态势,实际上是不强制认证的强制性认证。北欧挪威、丹麦、瑞典、芬兰亦有这种情况。

8.7 信息类产品认证态势

除了传统的对信息类产品的硬件实行安全认证,对软件、网络公司进行设计能力成熟度评估之外,由于安全问题越来越成为人们重视的焦点,特别是商用网和政务网的开通,无纸化办公、网上交易日益频繁,信息安全评估与认证体系在发达国家纷纷建立。以英国为例,1991年,英国贸工部与通信电子安全局共同建立了英国信息安全评估与认证体系(UK ITSEC),宗旨是确认信息技术产品的安全性与国际信息技术安全评估标准《信息技术 安全技术 信息技术安全性评估指南》(ISO/IEC 15408)及《信息技术安全评估标准》的符合性,从而满足政府和世界对信息技术产品和信息系统进行高效安全评估和认证的需求,实现国际信息安全认证证书的互认。为此,英国建立了比较完善的英国信息安全评估与认证的组织、管理和技术体系。

8.8 近期国际有关电工产品认证发展动向

(1) IEC在研究考虑风力发电、太阳能发电等设备的认证体系。近年来,由于石油、天然气等传统燃料能源日渐短缺和匮乏,以新兴清洁能源为动力,特别是风能、太阳能的迅速发展,因此,这类项目已开始进入议事日程。

(2) 电器设备的节能认证在发达国家普及。与上述理由一样,通过不同途径开展节能,如电器产品的节能认证、节能标识、星级评定,在美国、加拿大、北欧及西欧等国家迅速开展。

(3) 对电器产品的环保要求、清洁运动、可回收、可利用、循环再生为目的环保认证、绿色认证也渐渐兴起,随着欧盟关于回收电子、电器垃圾指令的即将生效,这一势头不可阻挡。

第 3 章 电 工 计 量

1 法制计量建设

1.1 计量行政管理体系和技术机构体系

1.1.1 计量行政管理体系

《中华人民共和国计量法》(以下简称《计量法》)规定国务院计量行政部门对全国计量工作实施统一监督管理,县级以上地方人民政府计量行政部门对本行政区域内的计量工作实施监督管理。也即,各级政府计量行政部门是计量行政执法的主体。根据《计量法》的要求,国务院有关部门也设置本部门的计量行政管理机构,见图 10.3-1。

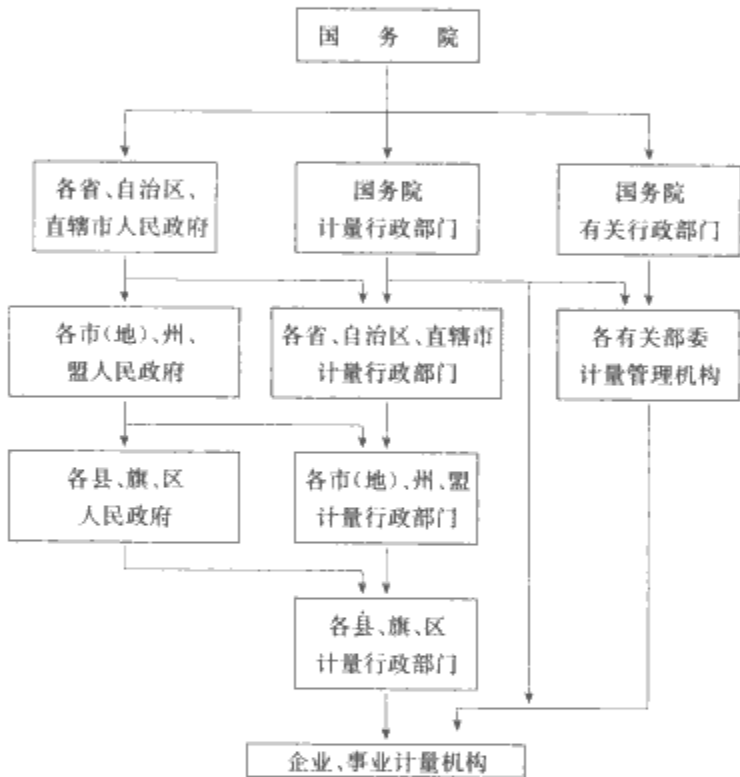


图 10.3-1 中国计量行政管理系统示意图

1.1.2 计量技术机构体系

计量技术机构是实现量值传递和进行计量检定与标准等技术工作的组织保证,它是根据中国计量行政管理体制和量传工作的特点有层次、分区域设置的机构网络。不同的层次主要是考虑到量传工作中不同等级的需要,大约分成 4~5 个层次,同时也考虑到配合行政执法的需要,按行政体制分为国家、省(或行业)、市、县 4 个层次。有时两者有所区别,有时是统一的。各个层次技术机构的相互关系主要以量传体系的需要而发生联系,见图 10.3-2。

1.2 统一计量单位制度与法定计量单位

1959 年国务院发布《关于统一计量制度的命令》,确定米制为我国的计量制度。1984 年 1 月 20 日国务院通过并发布了《全面推行我国法定计量单位的意见》和《中华人民共和国法定计量单位》,要求我国的计量单位一律采用《中华人民共和国法定计量单位》。

我国的法定计量单位包括以下内容:

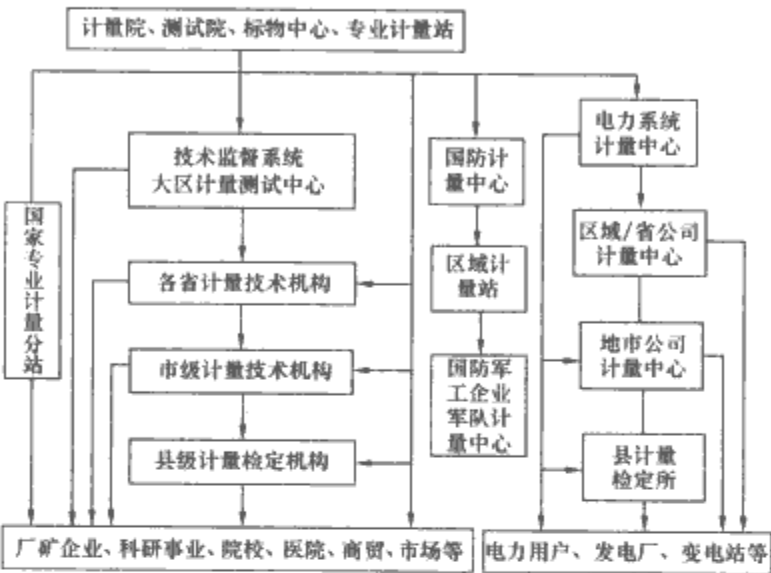


图 10.3-2 计量技术机构体系示意图

- (1) 国际单位制的基本单位,见表 10.3-1。
- (2) 国际单位制的辅助单位,见表 10.3-2。
- (3) 国际单位制中具有专门名称的导出单位,见表 10.3-3。
- (4) 国家选定的非国际单位制单位,见表 10.3-4。
- (5) 由以上单位构成的组合形式的单位。
- (6) 由词头和以上单位所构成的十进倍数和分数单位,见表 10.3-5。

表 10.3-1 国际单位制的基本单位

| 量的名称 | 单位名称 | 单位符号 |
|-------|--------|------|
| 长度 | 米 | m |
| 质量 | 千克(公斤) | kg |
| 时间 | 秒 | s |
| 电流 | 安[培] | A |
| 热力学温度 | 开[尔文] | K |
| 物质的量 | 摩[尔] | mol |
| 发光强度 | 坎[德拉] | cd |

表 10.3-2 国际单位制的辅助单位

| 量的名称 | 单位名称 | 单位符号 |
|------|------|------|
| 平面角 | 弧度 | rad |
| 立体角 | 球面角 | sr |

表 10.3-3 国际单位制中具有专门名称的导出单位

| 量的名称 | 单位名称 | 单位符号 | 其他表示示例 |
|------------|--------|------|---------------------|
| 频率 | 赫[兹] | Hz | s ⁻¹ |
| 力;重力 | 牛[顿] | N | kg·m/s ² |
| 压力;压强;应力 | 帕[斯卡] | Pa | N/m ² |
| 能量;功;热 | 焦[耳] | J | N·m |
| 功率;辐射通量 | 瓦[特] | W | J/s |
| 电荷量 | 库[仑] | C | A·s |
| 电位;电压;电动势 | 伏[特] | V | W/A |
| 电容 | 法[拉] | F | C/V |
| 电阻 | 欧[姆] | Ω | V/A |
| 电导 | 西[门子] | S | A/V |
| 磁通量 | 韦[伯] | Wb | V·s |
| 磁通密度;磁感应强度 | 特[斯拉] | T | Wb/m ² |
| 电感 | 亨[利] | H | Wb/A |
| 摄氏温度 | 摄氏度 | ℃ | |
| 光通量 | 流[明] | lm | Cd·sr |
| 光照度 | 勒[克斯] | lx | lm/m ² |
| 放射性活度 | 贝可[勒尔] | Bq | s ⁻¹ |
| 吸收剂量 | 戈[瑞] | Gy | J/kg |
| 剂量当量 | 希[沃特] | Sv | J/kg |

表 10.3-4 国家选定的非国际单位制单位

| 量的名称 | 单位名称 | 单位符号 | 换算关系和说明 |
|------|--------|--------|---|
| 时间 | 分 | min | 1min=60s |
| | [小]时 | h | 1h=60min=3600s |
| | 天(日) | d | 1d=24h=86 400s |
| 平面角 | [角]秒 | " | 1"=(π /648 000)rad |
| | [角]分 | ' | 1' = 60"(π /10 800)rad |
| | 度 | ° | 1°= 60'(π /180)rad |
| 旋转速度 | 转每分 | r/min | 1r/min=(1/60)s ⁻¹ |
| 长度 | 海里 | n mile | 1 n mile = 1852m |
| | | | (只用于航程) |
| 速度 | 节 | kn | 1kn = 1 n mile/h |
| | | | =(1852/3600)m/s (只用于航行) |
| 质量 | 吨 | t | 1t=10 ³ kg |
| | 原子质量单位 | u | 1u≈1.6 605 655×10 ⁻²⁷ kg |
| 体积 | 升 | L, (l) | 1L=1dm ³ = 10 ⁻³ m ³ |
| 能 | 电子伏 | eV | 1eV≈1.6 021 892×10 ⁻¹⁹ J |
| 级差 | 分贝 | dB | |
| 线密度 | 特[克斯] | tex | 1tex=1g/km |

表 10.3-5 由词头和以上单位所构成的
的十进倍数和分数单位

| 所表示的因数 | 词头名称 | 词头符号 |
|-------------------|-------|------|
| 10 ¹⁸ | 艾[可萨] | E |
| 10 ¹⁵ | 拍[它] | P |
| 10 ¹² | 太[拉] | T |
| 10 ⁹ | 吉[咖] | G |
| 10 ⁶ | 兆 | M |
| 10 ³ | 千 | k |
| 10 ² | 百 | h |
| 10 ¹ | 十 | da |
| 10 ⁻¹ | 分 | d |
| 10 ⁻² | 厘 | c |
| 10 ⁻³ | 毫 | m |
| 10 ⁻⁶ | 微 | μ |
| 10 ⁻⁹ | 纳[诺] | n |
| 10 ⁻¹² | 皮[可] | p |
| 10 ⁻¹⁵ | 飞[母托] | f |
| 10 ⁻¹⁸ | 阿[托] | a |

- 注 表 10.3-1~表 10.3-5 中:
- [] 内的字,是在不致混淆的情况下,可以省略的字。
 - 上述表格中在单位名称、单位符号列中的 () 内的字为前者的同义语。
 - 角度单位度分秒的符号不处于数字后时,用括号。
 - 升的符号中,小写字母 l 为备用符号。
 - r 为“转”的符号。
 - 人民生活 and 贸易中,质量习惯称为重量。
 - 公里为千米的俗称,符号为 km。

1.3 计量基准和计量标准的定义

计量基准一般分为国家计量基准(主基准)、副计量基准和工作基准。主基准下是否设立副基准,根据实际需要确定。在一个国家内,量值溯源的终点是主基准,它体现了一个国家计量科学技术的水平。

主基准是在特定计量领域内复现和保存计量单位并具有最高计量学特性,经国家鉴定、批准作为统一全国量值最高

依据的计量器具。

副基准是通过与主基准比对或校准来确定其量值,并经国家鉴定、批准的计量器具。

工作基准是通过与主/副基准比对或校准,用以检定计量标准的计量器具。

计量标准是按国家计量检定系统表规定的准确度等级,用于检定较低等级计量标准或工作计量器具的计量器具。

1.4 计量技术法规的类型

为保证国家计量单位制的统一和量值的准确可靠,需要对量值传递和检定的要求、手段、方法和程序等用法定的方式作出技术规定,即制定相应的计量技术法规。计量技术法规是实施计量技术法制管理的行为准则,是从事量值传递、开展计量检定和计量技术管理的法定依据。

目前,我国的计量技术法规包括计量检定规程、国家计量检定系统表和国家计量技术规范三个方面。

计量检定规程分为三类,即国家计量检定规程、地方计量检定规程和部门计量检定规程。国家计量检定系统表是指从计量基准到各等级计量标准直至工作计量器具的检定程序所作的技术规定,由文字和框图构成。它是建立国家计量基准和各等级的计量标准,判定计量检定规程,组织量值传递的重要技术依据。国家计量技术规范指国家计量检定规程和国家计量检定系统表所不能包含的其他具有综合性、基础性的计量技术要求和技术管理要求方面的规定。

1.5 计量器具的检定

1.5.1 检定在计量工作中的地位

计量检定(简称检定)的定义为:“查明和确定计量器具是否符合法定要求的程序,它包括检查、加标记和(或)出具检定证书。”这里提出的“法定要求”,在我国就是指“计量检定规程”的要求。检定是进行量值传递或溯源以及保证量值准确一致的重要措施。因此,检定在计量工作中具有重要的地位。

检定必须执行计量检定规程。检定规程中对计量器具检定的要求,主要是基本的计量特性,如准确度等级、最大允许误差、测量不确定度、影响量、稳定性、灵敏度、干扰量等。对有些计量器具还规定了影响准确度的其他计量特性,如零点漂移、线性度、滞后等。对于测量动态量的计量器具,还另外规定动态计量性能,如频率相应、时间常数等。

受检的计量器具应当由哪一等级的计量标准对它进行检定,可以从该计量器具的检定系统中查出。如果该计量器具还没有制定出检定系统,则按微小误差准则,可选用不确定度为首检计量器具不确定度 1/3~1/10 的计量标准进行检定。

1.5.2 检定方法

检定方法可以分为整体检定和单元检定两种。

1.5.2.1 整体检定法

整体检定法又称为综合检定法,它是主要的检定方法。这种方法是直接用计量基准、计量标准来检定计量器具的计量特性。

1.5.2.2 单元检定法

单元检定法又称为部件检定法或分项检定法。它分别测量影响受检计量器具准确度的各项因素所产生的误差,然后通过计算求出总误差或总不确定度,以确定受检计量器具是否合格。应用这种方法必须事先知道或者可以正确地求出各单元(或各分项)的误差对总误差影响的规律。有时按单元

检定法检定后,尚需用其他方法旁证其结果是否正确,以检验是否有遗漏的系统误差。

单元检定法适用于下列 5 种情况:

(1) 对于按定义法建立的计量标准,当没有高一等级的计量标准来检定它时,必须采用此法。

(2) 只用整体检定法还不能完全满足的计量器具。例如负荷式标准活塞压力计,除了与它高一等级的负荷式标准活塞压力计的示值相比较外,还需要逐个检定压力计的砝码的质量。

(3) 一般比较仪的检定。比较仪是一种确定被测量的量值与标准量具量值之间所存在的比例或差值的计量仪器。所以,首先应当检定这个比例(有时称为“臂”比)或差值的准确性。“臂”比的准确性,可以通过实验比较两个量值为已知的量具的办法来确定,或者可以通过分别测量构成比较仪“臂”的各个部件的办法来确定。对于测量变换器和内装标准量具的比较装置,使用单元检定法更为合适。

(4) 对于误差因素比较简单的计量器具,当按单元检定法比较经济时,也可用此方法。

(5) 对于某些整体检定不合格的计量器具,可再按单元检定法检测,目的是确定哪一个部件(或哪几个部件)超差。

单元检定法的优点是可以弥补整体检定法的不足,缺点是测量及计算均很繁琐,需花较长时间,有时还会因遗漏而不能保证受检计量器具的准确度,所以需要进行旁证试验。

1.5.3 检定记录

检定记录是具有法定意义的重要文件,因此应该加以重视并保管好。特别要注意不能在单张的纸片上进行记录,而后重抄。因为这样的记录已经失去了原始资料的意义,在重抄时可能抄错,或者将一些表面上看起来可疑的结果舍弃。

1.5.4 对检定人员的要求

检定工作具有技术和法制两重性,所以检定人员的职责是重要而严肃的,应该给出准确可靠的检定数据。检定人员对所出具的数据负有法律上的责任。因此,对检定人员应当有严格的要求。

正因为检定人员如此重要,所以国家非常重视对检定人员的培训工作,并实行注册计量师制度,计量检定人员通过国家统一考试、考核,合格后才可正式任职,这是保证量值准确一致的基本条件之一。

1.5.5 检定的分类

按管理形式的分类,计量器具可分为强制检定和非强制检定两大类。《计量法》规定了下列六类计量器具必须执行国家强制检定。

- (1) 社会公用计量标准。
- (2) 部门和企业、事业单位使用的最高计量标准。
- (3) 用于贸易结算的工作计量器具。
- (4) 用于安全防护的工作计量器具。
- (5) 用于医疗卫生的工作计量器具。
- (6) 用于环境监测方面的工作计量器具。

实行强制检定的工作计量器具的目录和管理办法,由国务院制定。强制检定的执行机构是县级以上人民政府计量行政部门所属或授权的计量检定机构。强制检定执行定点、定期检定。

除此以外的其他计量标准和工作计量器具为非强制检定计量器具。非强制检定计量器具由各部门和企业、事业单位自行定期检定或者送其他计量检定机构定期检定。

1.6 计量器具的管理

计量器具的管理是保证量值准确一致的重要环节,本书主要说明计量器具新产品的管理。

1.6.1 管理的范围和内容

《计量法》规定:凡制造本单位未生产过的计量器具新产品,属全国范围内从未试制生产过的,必须对其样机的设计和计量特性进行全面审查、考核,简称“定型鉴定”。定型鉴定合格后经审批颁发型式批准证书;属本单位从未生产过的,只对其样机进行性能试验,试验合格后,发给样机试验合格证书。凡未经型式批准或未取得样机试验合格证书的计量器具,不准生产。

计量器具新产品定型鉴定,由国家计量行政部门授权的技术机构进行;样机试验则由所在地方的省级人民政府计量行政部门授权的技术机构进行。

1.6.2 定型鉴定

定型鉴定着重对计量器具的计量特性进行环境试验、各种例行试验以及适用性和可靠性试验。经过定型鉴定试验,可以明了被试计量器具在以下几方面的基本情况:

- (1) 新产品符合国家标准或其他标准文件的情况。
- (2) 新产品的计量特性的保持能力。
- (3) 新产品的适用性及可靠性。
- (4) 新产品的零件标准化和系列化水平等。

1.7 计量认证与计量授权

1.7.1 计量认证

计量认证是依据《计量法》的规定进行的。其内容包括:

- (1) 计量检定、测试设备的性能。
- (2) 计量检定、测试设备的工作环境和人员的操作技能。
- (3) 保证量值统一、准确的措施,以及检测数据公正可靠的管理制度。

1.7.1.1 计量认证的性质

计量认证是政府计量行政部门对有关技术机构计量检定/检测的能力、可靠性,以及人员水平、工作环境条件和管理水平进行的考核和证明。

1.7.1.2 计量认证的程序

计量认证程序是指导认证工作有序进行的规范,包括计量认证的申请、计量认证的准备、计量认证的初审和预审,以及计量认证的正式评审。

1.7.1.3 计量认证评审员

计量认证的考核通过评审小组聘请评审员进行,评审员的政策水平、业务素质决定了计量认证的质量。各行各业的业务专家在经过统一组织的专门培训、考核和大量的实践后,方能受聘于计量认证评审员。

1.7.1.4 计量认证的监督

计量认证的监督的目的是使被认证的机构保持其通过认证时的水平,以保证其工作质量。计量认证的监督包括被认证机构的用户监督和计量认证办公室组织的监督两个方面。后者还包括组织被认证机构对标准样品进行比对测试和评审员对被认证机构的现场检查。

为提高被认证机构的知名度和信誉,以及便于用户的监督,被认证机构应在其检测报告上使用国家统一颁发的认证标志。计量认证标志由英文 China Metrology Accreditation (中国计量认证) 三个词的第一个字母组成,即 CMA。

1.7.2 计量授权

计量授权是指县级以上人民政府计量行政部门，可以依法授权法定技术机构之外的其他技术机构，执行《计量法》规定的强制检定和其他检定、测试任务。通过计量授权，可以增强量值传递体系的溯源能力和执法体系的技术保障能力。

2 量值溯源与能力验证

2.1 量值溯源

2.1.1 计量及其溯源性

2.1.1.1 计量

计量是为实现单位统一和量值准确可靠，而进行的科技、法制和管理活动。准确性、一致性、溯源性及法制性，是计量工作的重要特点。

量值传递及其逆过程量值溯源是实现量值统一的主要途径与手段。量值传递是通过对计量器具的检定或校准，将国家基准所复现的计量单位量值通过各级计量标准传递到工作计量器具，以保证在全国不同地区、不同场合下测量同一量值的计量器具都能在允许的误差范围内工作。量值传递的方式见表 10.3-6。

| 表 10.3-6 量值传递的方式 | | |
|------------------|--------------|------------|
| 量值传递的方式 | 传递中主要环节 | 传递领域 |
| 用实物标准逐级传递 | 基准、标准 | 普遍适用 |
| 计量保证方案 | 基准、传递标准、核查标准 | 适用于某些领域 |
| 发放标准物质 | 标准物质 | 理化分析、电离辐射等 |
| 发播标准信号 | 标准信号 | 时间频率、无线电等 |

准确性是指测量结果与被测量期望值的一致程度。由于实际上不存在完全准确无误的测量，因此在给出量值的同时，必须给出适用于应用目的或实际需要的不确定度或误差范围。所谓量值的准确，即是在一定的不确定度、误差极限或允许误差范围内的准确。

一致性是指在统一计量单位的基础上，无论在何时、何地，采用何种方法，使用何种计量器具，以及由何人测量，只要符合有关的要求，其测量结果就应在给定的区间内一致。也就是说，测量结果应是可重复、可再现（复现）、可比较的。

2.1.1.2 溯源性

溯源性是指任何一个测量结果或测量标准的值，都能通过一条具有规定不确定度的量值比较链，与测量基准联系起来。这种特性使所有的同种量值，都可以按这条比较链向测量的源头（国家基准或国际基准）追溯，从而使准确性和一致性得到技术保证。

法制性来自于计量的社会性，因为量值的准确可靠不仅依赖于科学技术手段，还要有相应的法律、法规和行政管理。特别是对国计民生有明显影响，涉及公众利益和可持续发展或需要特殊信任的领域，必须由政府主导建立起法制保障。否则，量值的准确性、一致性及溯源性就不可能实现，计量的作用也难以发挥。

2.1.2 量值溯源等级图

溯源等级图是一种代表等级顺序的框图，用以表明测量

仪器的计量特性与给定量的基准/标准之间的关系。它是对给定量或给定型号测量仪器所用比较链的一种说明，以此作为其溯源性的证据。建立溯源等级图的目的，是要对所进行的测量在其溯源到计量基准的途径中，尽可能减少环节和降低测量不确定度，并能给出合适的置信度。

2.1.3 检定系统表

我国目前采用国家计量检定系统表代表国家量值溯源等级图，它是一种法定技术文件，由国务院计量行政部门组织制定并批准发布。这种系统表通常用图表结合文字的形式表达，其要求基本与溯源等级图一致。我国规定：一项国家计量基准对应于一种检定系统表（见图 10.3-3），并由该项基准的保存单位负责编制，经一定的审批手续，由国家计量行政部门批准发布。

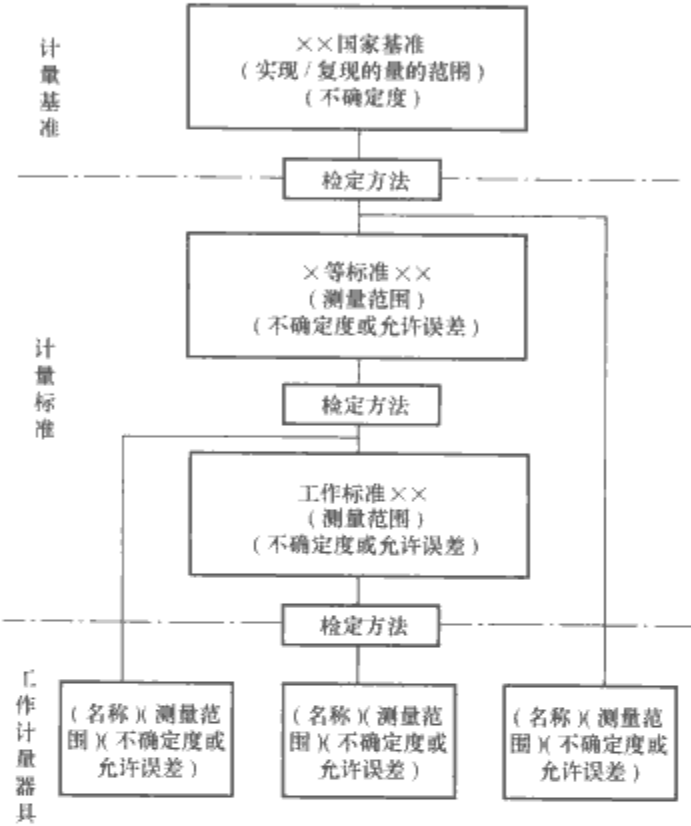


图 10.3-3 JJ 测量仪器检定系统表

国家计量检定系统表具有一定的法律地位，它规定了我国量值传递（溯源）体系。国家检定系统框图分三大部分——计量基准、计量标准及工作计量器具。在分割这三部分的点划线中说明其检定方法，比如是直接测量还是间接测量或比对；在每一部分内的各级标准之间，也以一定方式表示其相互关系及比较的方法。该框图的第一级应为国家基准。

实际上，现有的国家计量检定系统表仅适用于目前属于检定范畴的、已经建立了国家基准的测量仪器的量值传递。对于大量的进行校准的测量仪器，尚需制定出国家溯源等级图。

2.1.4 校准和检定

在规定条件下，为确定测量仪器或测量系统所指示的量值，或实物量具或参考物质所代表的量值，与对应的由标准所复现的量值之间关系的一组操作，称为校准。

校准的主要含义有以下两点：

- (1) 在规定的条件下，用参考标准对包括实物量具或参考物质在内的测量仪器的特性赋值，并确定其示值误差。
- (2) 将测量仪器所指示或代表的量值，按照比较链或校准链，将其溯源到由测量标准所复现的量值上。

校准的主要目的有：

- (1) 确定示值误差，有时（根据需要）也确定其是否处

于预期的允差范围之内。

(2) 得出标称值偏差的报告值,并调整测量仪器或对其示值加以修正。

(3) 给标尺标记赋值或确定其他特性,或给参考物质的特性赋值。

(4) 实现溯源性。

校准的依据是校准规范或校准方法,对其通常应作统一规定,特殊情况下也可自行制定。校准的结果可记录在校准证书或校准报告中,也可用校准因数或校准曲线等形式表示。

计量器具的检定,是查明和确认计量器具是否符合法定要求的程序,它包括检查、加标记和(或)出具检定证书。

检定具有法制性,其对象是法制管理范围内的计量器具。鉴于各国的管理体制不同,法制计量管理的范围也不同。一台检定合格的计量器具,也就是一台被授予法制特性的计量器具。强制检定应由法定计量检定机构或者授权的计量检定机构执行。

检定的依据是计量检定规程。国家计量检定规程由国务院计量行政部门制定。国务院有关主管部门和地方人民政府计量行政部门分别制定部门计量检定规程和地方计量检定规程。任何企业和其他实体无权制定检定规程。

在检定结果中,必须有合格与否的结论,并出具证书、加盖印记。

校准和检定的主要区别,可归纳如下 5 点:

(1) 校准不具法制性,是企业自愿溯源行为;检定则具有法制性,属计量管理范畴的执法行为。

(2) 校准主要确定测量仪器的示值误差;检定则是对其计量特性及技术要求符合性的全面评定。

(3) 校准主要依据是校准规范、校准方法,通常作统一规定,有时也可自行制定;检定的依据则是检定规程。

(4) 校准通常不判断测量仪器合格与否,必要时也可确定其某一性能是否符合预期的要求;检定则必须作出合格与否的结论。

(5) 校准结果通常是发给校准证书或校准报告;检定结果则是合格的发检定证书,不合格的发不合格通知书。

随着我国改革开放及经济发展,在强化检定法制性的同时,对大量的非强制检定的计量器具,为达到统一量值的目的,应以校准为主,校准在量值溯源中的地位正在逐步确立。

2.2 难以建立溯源关系时的处理方法

在溯源到国家/国际计量基准不可能或不适用时,可采用分部校准,或通过参加适当的能力验证等提供相关的证明。

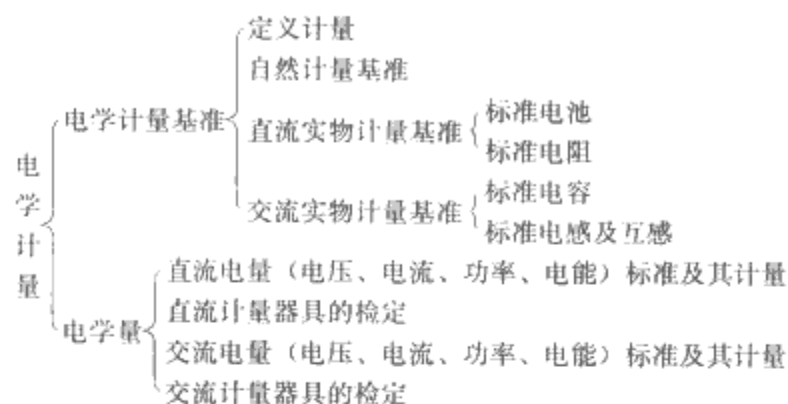
不可能溯源包括那些国家尚未制定相应的技术法规,或尚未建立计量标准的那些进行相对测量的大型仪器设备,还未或无法建立溯源途径的专用测量设备(如软件评估和信息技术等)。对于这些仪器设备,无需将其中的那些只用作指示性的计量器具(如一般的压力表、流量计、温度计等)单独进行检定或校准。

不适用是指测量无法溯源到 SI 单位或与之无关,如进行寿命试验的设备则与 SI 单位无关,单纯用于烘干且无对烘干温度要求时所使用的烘箱。对那些本可溯源到国家/国际计量基准,但由于如路途较远等操作有一定难度就看作不可能溯源不属于不可能和不适用范围。

2.3 电学计量及其检定系统图

2.3.1 电学计量的内容和分类

电学计量可进行如下分类:



电学计量发展得较为成熟,准确度也较高。电学计量按工作频率分,可分为直流计量和交流计量两类,其中直流计量是基础。两类的工作内容既有明显差别,又密切相关,相辅相成。

电学计量中最重要的是按照安培、伏特、欧姆这三个基本电计量单位的定义,复现这些单位的量值。

电流的复现,初期主要使用电流天平,后来又发展了基于量子质子的回旋磁比的方法,但其不确定度基本处在 10^{-6} 量级上;电压单位的复现曾采用过电压天平、液体静电计等方法,其中电压天平达到了 10^{-7} 量级;欧姆单位的复现利用的是计算电容,不确定度约为 $10^{-7} \sim 10^{-8}$ 量级。

20 世纪下半叶,利用量子现象建立电磁计量单位自然基准的研究取得了明显的成果。例如,利用约瑟夫森 (Josephson) 效应建立的电压自然基准,利用强磁场下半导体表面的量子化霍尔 (Hall) 效应建立的电阻自然基准,利用斯塔克 (Stark) 效应导出的电场强度自然基准,以及利用塞曼 (Zeeman) 效应导出的磁感应强度自然基准等。为此,国际计量委员会建议从 1990 年 1 月 1 日起,在世界范围内启用约瑟夫森电压自然基准和量子化霍尔电阻自然基准,以代替保存在巴黎国际计量局的电压实物基准(标准电池组)和电阻实物基准 (1Ω 标准电阻器组)。这样,各国就可以用电压自然基准和电阻自然基准,以更小的不确定度自行复现电压和电阻标准的量值。

2.3.2 电学量计量单位

(1) 电流。电流的单位是安培。20 世纪初以来,不少研究者提出了各种各样的方案来实现电流单位的定义计量,但是,要直接按照电流单位的 SI 定义来实现这种计量是很困难的。

为实现定义的电流单位,比较成熟的是采用电流天平、电力计,还可利用量子质子回旋磁比来复现电流单位量值。

(2) 电压。电流、电压、电阻三个量可用欧姆定律联系起来,知道其中两个量便可导出第三个,所以,按电磁学理论来复现 SI 的电压单位十分重要。同时,电压单位可用实物基准—标准电池保存,即电压单位可以方便地与实物基准相联系,而电流单位却做不到。

电压单位的复现曾采用过电压天平、液体静电计等方法。1990 年 1 月 1 日以后,国际计量委员会建议各国的计量标准实验室可以用约瑟夫森电压基准装置自行复现电压的标准量值。由于电压天平、液体静电计或约瑟夫森电压基准装置很贵重,使用复杂,所以目前使用的电压实物基准还主

要是韦斯顿饱和标准电池。

标准电池的电动势约为 1.018 6V，内阻约数百欧姆。制作良好的标准电池的电动势，其稳定性可达 $1\mu\text{V}/\text{年}$ 或更高。在使用标准电池时，应特别注意不可使它有较大的充放电电流，否则会产生不可逆的变化，一般限制通过的电流不超过 $0.1\mu\text{A}$ 。此外，绝不可将电池倒置或斜放，否则会发生损坏。

为了保持电压实物基准量值的稳定，一般用数十个电池组成电池组，取其电动势的平均值保存电压量值。国家副基准电池组的平均值稳定性可达 $0.1\sim 0.2\mu\text{V}/\text{年}$ 。为了避免电池使用期限过长而发生量值变化，需定期进行比对及更新。

(3) 电阻。电学计量中原则上只有一个基本单位，即电流单位安培，其他单位均可由安培及力学单位导出。但是，采用这种做法，很难保证其他电磁量的基准有较高的准确度。现实中是采用定义计量法得出电阻的基准量值，然后和安培一起导出其他电磁单位的量值。目前，电阻单位量值复现的不确定度已小于 1×10^{-7} 。同时，电阻量值也可以用良好的实物基准，即标准电阻复现和保存。

用定义计量法确定的电阻值是真正的 SI 单位制中的量值。1990 年 1 月 1 日以后，国际计量委员会建议各国的计量标准实验室可以用量子化霍尔电阻基准装置自行复现电阻的标准量值。

实际上，用定义计量法或量子化霍尔电阻基准装置导出的电阻单位通常用标准电阻保存。最基本的电阻基准器的标称值为 1Ω ，其他的量值则借助于传递装置，按十进位向两端扩展。

(4) 电容与电感。容抗与感抗是基本的交流阻抗量，这两种阻抗的量值分别用标准电容器和标准电感器来复现。基于计算电容方法复现的电容量单位的不确定度可达 10^{-7} 量级。与标准电阻器不同，不同量值的电容器往往采用不同的材料和结构，电容量值在 10nF 以下的标准电容器，可以采用空气电容器，稳定性可达 $1\times 10^{-5}/\text{年}$ ，损耗角的正切值小于 1×10^{-5} ；量值为 $10\text{nF}\sim 1\mu\text{F}$ 的电容器，常用云母作介质，稳定性为 $1\times 10^{-4}/\text{年}$ ，损耗角的正切值约为 1×10^{-4} ；量值为 $1\mu\text{F}$ 以上的标准电容器很难制造，常用放大线路或变压器构成大容量的等效电容，其不确定度为 1×10^{-3} ，或更差一些。

电感量值由一些绕在绝缘骨架上的精密电感线圈来复现。标准电感的基本量限为 $100\mu\text{H}\sim 1\text{H}$ ，不确定度为 1×10^{-4} ，稳定性为 $1\times 10^{-5}/\text{年}$ 。其他量限的标准电感器的准确度比较低。由于电感器不易屏蔽及密封，因此易受外界铁磁物质及干扰电磁场的影响，同时空气湿度对量值也有较大的影响。

2.3.3 直流计量

直流计量包括电阻、电压、电流、功率、电能等的计量，为满足实际应用，需将由实物基准复现的基本电学单位——伏特与欧姆的量限进一步扩大。

(1) 直流电阻计量：

1) 电阻比例。直流电阻计量的基本问题是将计量的电阻与标准电阻进行比较。被计量的电阻的量限往往很宽广，为了实现相互比较必须先将由国家电阻基准保存的单位量值传递到一套不同量值的工作基准，然后再得出其他各种量限的电阻值。在电阻量值传递工作中，最重要的就是建立电阻比例。

建立电阻比例有多种方法，例如，将 11 个 1Ω 或 10Ω 的电阻串联起来，就可得到 $10\Omega:1\Omega$ 或 $100\Omega:10\Omega$ 的比

例；或者用组合方法，即用 $1+1\rightarrow 2$ ， $2+2+1\rightarrow 5$ ， $5+5\rightarrow 10$ 的方式，同过逐个比较及组合以得到各种比例。更为准确而又方便的方法是采用哈蒙 (Hamon) 电阻箱，其原理是把 n 个量值很接近的电阻 R 串联起来，组成 $nR\Omega$ 的电阻，然后又把 n 个这样的电阻并联起来，组成 $R/n\Omega$ 的电阻，于是就组成了 $n^2:1$ 的电阻比例。

2) 电桥。有了电阻比例后，就可构成适当的电桥来进行电阻比较。最简单的电桥是韦斯顿四臂电桥，如图 10.3-4 (a) 所示。图中， R_N 为已知阻值的电阻， R_1 和 R_2 构成比例， R_X 可由下式导出

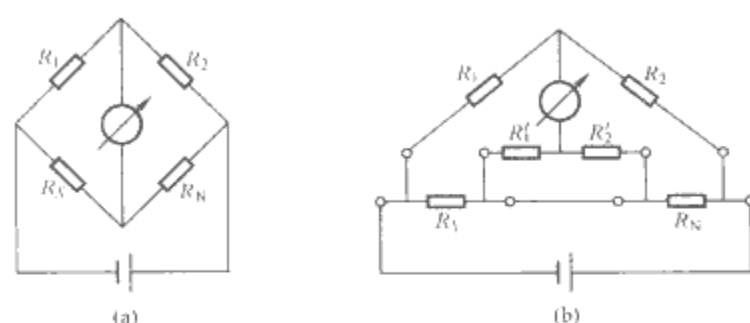


图 10.3-4 比较直流电阻的电桥
(a) 韦斯顿四臂电桥；(b) 开尔文电桥

$$R_X = R_N \frac{R_1}{R_2}$$

这种电桥的缺点是只能比较一般的两端电阻，不能消除引线电阻的影响，图 10.3-4 (b) 所示的是适用于比较四端电阻的改进型电桥——开尔文电桥。这种电桥再进一步发展就形成了三次平衡电桥、四跨线电桥等高精度电桥，可用于高精度的电阻比较。

3) 高阻计量。阻值大于 $1\text{M}\Omega$ 的电阻称为高阻。计量高阻时，引线电阻已无多大影响，可直接采用两端方式计量。高阻值的标准电阻不易制作，如用一般锰铜丝制作，阻值很难超过 $1\text{M}\Omega$ ；而碳膜或金属膜电阻的稳定性和准确度都不够。为了计量高阻，可使用由网络变换形成的等效电阻，图 10.3-5 就是一例。图中，电阻元件可用不超过 $1\text{M}\Omega$

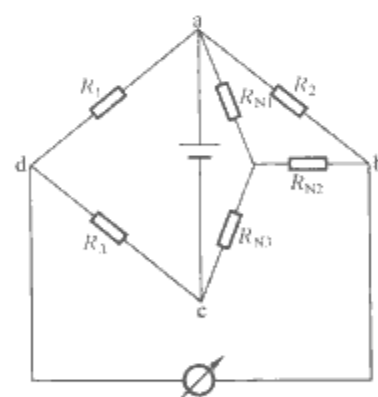


图 10.3-5 用 Y— Δ 变换形成等效高值电阻的电桥

的线绕电阻。如将由 R_{N1} 、 R_{N2} 、 R_{N3} 形成的 Y 形网络变换成 Δ 形，则可在 b、c 间形成高达 $10^{11}\Omega$ 的等效标准电阻 R_N ，这样就可以用此电桥计量阻值很高的被计量电阻 R_X 。

利用上述的标准电阻器及电桥，就可以开展电阻检定。对于标称值为 $10^n\Omega$ 的标准电阻，可用不确定度比它小 3 倍或更好的标准电阻在电桥上进行替代计量。而一些非整数的电阻，由于其准确度一般不高，往往就在电桥上用直读法计量。

(2) 直流电压计量：

1) 电位差计。电压实物基准——标准电池只有一个量

值，即约 1.018 6V。在实际工作中，要计量的直流电压范围很广。使用较广泛的电压计量仪器是电位差计，其原理如图 10.3-6 所示。由电源在一个回路中产生电流 I ，此电流在电阻 R 上的压降与被计量的电压 U_X 相比较。为了确定电流 I ，可用可变电阻 R_1 调节电流 I 的大小，使它在 R_N 上的压降等于标准电池的电压 U_N ，于是有

$$I = \frac{U_N}{R_N}$$
$$U_X = IR = U_N \frac{R}{R_N}$$

即只要知道了 R 与 R_N 之比，就可由 U_N 得到 U_X 。

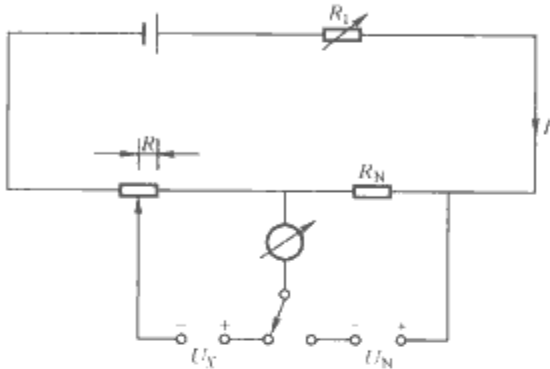


图 10.3-6 电位差计的线路图

近年来，由于电子技术的发展，数字电压表的计量准确度提高得很快。数字电压表的操作使用比电位差计方便得多，不少数字电压表内部还安装了微处理器，具有很强的数据处理能力，因而正在逐步取代传统的电位差计。

2) 分压器、高压计量。对于从几十伏至几十千伏的高电压，直接用电位差计或数字电压表计量比较困难，此时可使用分压器，将被计量的电压分压到 1V 左右，再进行计量。分压器本质上就是一系列串联的电阻，利用电阻之间的比例得到分压比，它的不确定度可为 10^{-6} 量级。在计量高电压的分压器中，所用的电阻均具有很高的阻值，因而可以减少电源负载及分压器自身的发热量。分压器中的电阻元件必须加等电位屏蔽，以减少泄漏电流的影响。屏蔽的电位由一个辅助分压器供给，如图 10.3-7 所示。

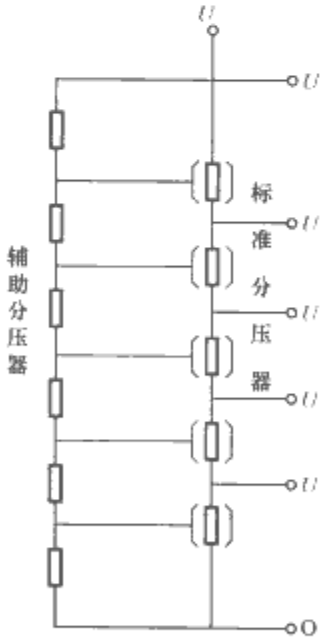


图 10.3-7 分压器

(3) 直流电流计量：

1) 分流器。直流电流计量如果要求的准确度低于千分之几，可采用普通的指针式或光标式电流表计量。这类电流表的量限从微安到安培量级。如果被计量的电流大于几十安培，直接用电流表计量比较困难，需要用分流器来扩大电表的量程，如图 10.3-8 所示。分流器实质上是一个低值四端

电阻，它并联在电流表两端作为分路。这时，大部分电流实际上被分流器旁路，流入电流表的仅是很少一部分。

当计量准确度要求较高时，不能用电流表直接进行计量，而需要用其他的方法。例如，可让被计量的电流通过一个四端电阻 R ，用电位差计或数字电压表计量 I_X 在 R 上产生的压降 U_X ，然后利用公式 $I_X = U_X / R$ 求出 I_X ，如图 10.3-9 所示。在实际应用中，常将这种方式使用的四端电阻称作分流器。

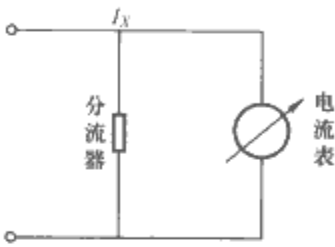


图 10.3-8 用分流器扩大
电流表的量程

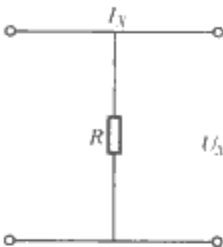


图 10.3-9 用计量四端
电阻上的压降计量大电流

2) 电流比较仪。当被计量的电流很大，达到几千安以上时，若用分流器计量，则因分流器的功耗 $I_X U_X$ 太大，引起发热，会导致计量的准确度下降。近年发展起来的直流电流比较仪能克服这些缺点，其工作原理如图 10.3-10 所示。在环形的高导磁率铁心上绕上了三组绕组，匝数为 N_1 的绕组中流过被计量的电流 I_1 ，随动电源则在匝数为 N_2 的绕组中产生电流 I_2 ，如果 $N_1 I_1 + N_2 I_2 \neq 0$ ，则铁心中有直流磁通势，检测绕组 N_3 中就会产生反应此磁通势大小的信号去控制随动电源，使 I_2 满足达到平衡的条件。

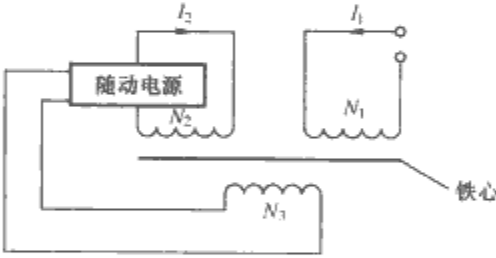


图 10.3-10 直流电流比较仪的原理图

由此可见

$$N_1 I_1 + N_2 I_2 = 0$$
$$\frac{I_1}{I_2} = -\frac{N_2}{N_1}$$

即电流与匝数成反比。这样得到的电流比例的准确度可达 10^{-7} 量级。

电流比较仪既可用于计量大电流，也可用于计量电阻、电压等。

(4) 直流功率和电能的计量。直流电功率的定义为

$$P = UI \tag{10.3-1}$$

因此，只要能计量出直流电压 U 和直流电流 I ，原则上就可以计量直流电功率。当要求的准确度不高于 1‰ 时，可用电动式或电磁式功率表计量；当要求的准确度较高时，就必须分别计量电压和电流，然后按式 (10.3-1) 计算出功率，准确度最高可达 10^{-6} 量级。而用电子式功率表计量时，准确度可达 10^{-4} 量级。

直流电能的定义为

$$E = \int_0^T p dt$$

如果功率 p 为常数，则在 $0 \sim T$ 这段时间内的电能为

$$E = PT$$

因此只要功率恒定，加之计时即可求出电能。直流电能的测量不确定度可达 10^{-5} 量级。

2.3.4 交流计量

交流计量的内容包括阻抗、电流、电压、功率、电能、功率因数、频率、相位等，计量的方法和手段与直流有很大不同。

2.3.4.1 交流阻抗计量

交流阻抗的量值是用计算电容法进行定义计量而得出的，要将此交流阻抗的量值应用于各种阻抗的计量，关键是建立各级计量标准器。

用于交流阻抗计量的主要设备是各种类型的交流电桥，其比例往往是用电阻确定的。电阻元件的绕制方法需考虑交流的特点，使残余电感和分布电容尽量减少。由于这种电桥的电阻比例精度不高，约为 10^{-5} 量级，因而影响了阻抗的计量准确度。为了提高交流比例准确度，近年来发展了各种感应耦合式比例器件，图 10.3-11 所示就是一种最常见的感应耦合比例臂电桥。其比例臂是一个绕在环形高导磁率铁心上的自耦变压器，设上下两段的线圈匝数分别为 N_1 和 N_2 ，则两段的端电压之比为

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2}$$

式中： U_1 、 U_2 分别是两段线圈的端电压。

电阻抗比为

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (10.3-2)$$

即阻抗比 Z_1/Z_2 等于匝数比 N_1/N_2 。由于匝数比是整数之比，并没有误差，因而即使在考虑了各种残余因素后，式 (10.3-2) 仍能以极高的准确度成立，一般可达到 $10^{-7} \sim 10^{-8}$ 。

交流阻抗一般有两个分量。例如电容器除了电容量这个主要分量外，还有并联电阻分量，这两个分量需要分别加以平衡和计量。同时，电感器有电感量和串联电阻两个分量。电阻器一般需用图 10.3-12 的等效电路表示。在这里， L 是串联的残余电感， C 为并联的分布电容，其阻抗 Z 为

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{R + j\omega L} + j\omega C} \quad (10.3-3)$$

当频率不高时，有

$$\begin{aligned} R &\gg \omega L \\ R &\gg 1/\omega C \end{aligned}$$

把式 (10.3-3) 按小量展开，可有

$$Z = R(1 + j\omega\tau) \quad (10.3-4)$$

$$\tau = \frac{L}{R} - RC \quad (10.3-5)$$

式 (10.3-4) 表明 Z 的实数分量为 R ，虚数分量或正交分量为 $\omega\tau R$ 。 τ 为具有时间的量纲，它仅取决于电阻器的结构，与频率无关，一般称为电阻的时间常数。对于阻值在 $1 \sim 10\text{k}\Omega$ 范围内的质量较好的交流电阻， τ 约为 $10^{-8} \sim 10^{-9}\text{s}$ 。

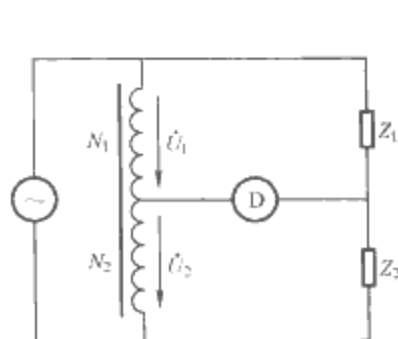


图 10.3-11 感应耦合比例臂电桥

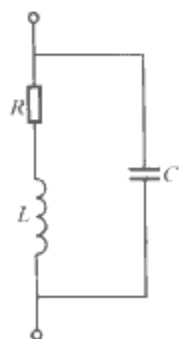


图 10.3-12 交流电阻等效电路

为了测量电阻的时间常数 τ ，需制作时间常数已知的标准量具。这种标准量具一般是用优质电阻合金丝作材料，将它绕制成简单的几何形状（例如平行线形状、方圈等，一般为单匝），残余电感及分布电容可以由其几何尺寸来计算，然后按式 (10.3-5) 求出时间常数 τ 。以这种量具为标准器，在感应耦合比例臂电桥上与被测量交流电阻比较，就可测量出被测量电阻的时间常数。互感也是交流阻抗的一种，其测量方法与电感相似。

2.3.4.2 交流电流与电压计量

交流电流或电压的特点是其量值时刻在变化，因此常用有效值、平均值、峰值等表示交流量的量值。此外，交流量不像直流量那样可用实物基准来复现，所以在计量交流量时，必须用直流量的基准、标准作为参考。这就需要应用转换装置，使交流量可与和其相当的直流量比较，通常称为交直流转换，这是交流量计量中最关键的问题。交流电量的有效值反映在其力效应或热效应中，所以在交流电量有效值的计量中，这两种效应常应用于交直流转换。热效应转换使用方便、准确度高，得到普遍应用。应用这种效应做成的转换器件是热电偶。图 10.3-13 所示是一种常用的真空单元热电偶。实际计量时，轮流将交流电流及直流电流通入加热丝，如果在这两种情况下热电偶输出的热电动势相等，就认为交流电流的有效值等于直流电流的数值。在计量交流电压的有效值时，可先用电阻元件将交流电压转换成交流电流，然后再计量。

交流电量平均值也是一种经常需要计量的量，在计量交流电流的平均值时，需在电流回路中串联一个全波（或半波）整流回路，见图 10.3-14。计量整流后的电流在一个电阻上的压降的直流分量可用通常计量直流电压的方法。例如，交流电流 I_{\sim} 的平均值为 \bar{I} ，电阻 R 上的压降的直流分量为 U_{\sim} ，则按平均值的定义，可有

$$\bar{I} = \frac{U_{\sim}}{R}$$

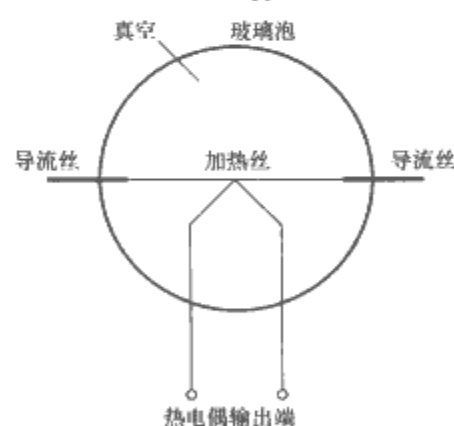


图 10.3-13 真空单元热电偶

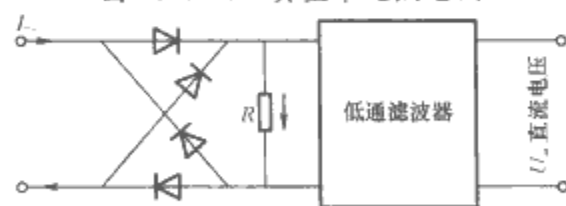


图 10.3-14 交流电流平均值的计量

显然，整流元件的反向泄漏电流将引起计量误差。此外，频率较高时，整流器的结间电容所通过的电容电流也会影响计量结果。用这种方法计量电流平均值的不确定度为 $10^{-3} \sim 10^{-4}$ 量级。

计量交流电压平均值的方法也与此相似，但在计量交流电压平均值时，整流元件的正向压降会引起误差。消除这种误差的方法是用反馈补偿，即将此正向压降用反馈方法回输到线路中去，使正向压降绝大部分被反馈电压所抵消。图

10.3-15 所示就是用这种方法计量交流电压平均值的实例。用这种方法计量交流电压平均值的不确定度为 10^{-4} 量级。

图 10.3-16 所示的是一种计量交流电压峰值的方法。在一个高倍直流放大器的输入端，将被计量的交流电压 U_{\sim} 和一个可调的标准直流电压 $U_{=}$ 串联在一起。当 $U_{=}$ 的绝对值大于 U_{\sim} 的峰值时， U_{in} 总是负值， U_{out} 保持在负的饱和状态。当 $U_{=}$ 的绝对值逐步减少，使 $U_{\sim} + U_{=}$ 在峰值处转变为正值时， U_{out} 就会在此处上升到正的饱和值，因而输出波形中出现窄脉冲。在这样的窄脉冲刚刚出现时，就表示 U_{\sim} 的峰值等于 $U_{=}$ ，因此可用调节 $U_{=}$ 来确定 U_{\sim} 的峰值，其计量不确定度为 10^{-3} 量级。

交流电流的峰值也可以用相似的办法来计量，为此只需使交流电流通过一个适当数值的交流电阻，并计量电阻上的压降即可。

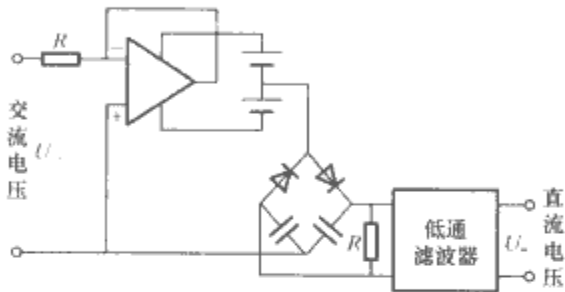


图 10.3-15 交流电压平均值的计量

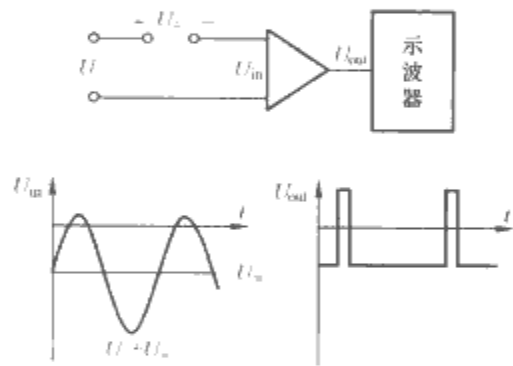


图 10.3-16 交流电压的峰值计量

2.3.4.3 交流有功功率和电能的计量

工业生产中，电能是主要的能源，因此在电能计量中，交流有功功率和电能的计量占有非常重要的地位。交流有功功率 P 的计量比直流功率复杂，其定义为

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u i dt \tag{10.3-6}$$

式中： T 为交流电的周期； u 为电压的瞬时值； i 为电流的瞬时值。

如果电压和电流为正弦波形，式 (10.3-6) 可演变为

$$P = UI \cos \varphi \tag{10.3-7}$$

式中： U 为电压的有效值； I 为电流的有效值； φ 为两者之间的相位差， $\cos \varphi$ 称为功率因数。

当要求的计量准确度低于 1% 时，可以直接用电动式或电磁式功率表；如要求准确度较高，则常用高精度乘法积分运算装置实现交流功率的计量。交流功率的准确度可达 $10^{-4} \sim 10^{-5}$ 量级。

电能的计量比功率的计量更有实际价值。电能是功率对时间的积分，因此，电能的计量可以用功率计量和计时装置来联合完成。

当计量频率相同的几个交流量时，诸量之间的相位差是一个很重要的参量。如在式 (10.3-7) 中，反映电流和电压之间相位差的功率因数 $\cos \varphi$ 就有重要意义。

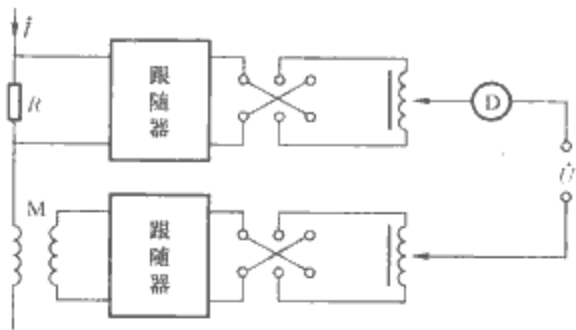


图 10.3-17 用直角坐标补偿器计量电压和电流之间的相位差

图 10.3-17 为用于计量电流 i 及电压 U 之间相位差的直角坐标补偿器。其中，以被计量的电流的相位作为参考标准。把 i 在 R 上的压降，经跟随器缓冲后，由可变感应分压器引出，使其成为大小、方向均可变的同相参考电压分量。 i 在互感线圈 M 的二次侧感应出的电压，经跟随器和感应分压器后，成为大小和方向可变的正交参考电压分量。两路分量相加后就形成了直角坐标补偿器。对电压 U 取平衡，而后就可以同时求出 U 的同相分量和正交分量，由此也就可准确求出 U 和 i 之间的相位差。这种装置计量相位差的不确定度为 $10^{-4} \sim 10^{-5} \text{ rad}$ 。

2.3.5 电学量检定系统图
参见附录。

3 电力计量及管理

3.1 与电力计量有关的主要法制文件

- (1) 1985 年 9 月公布的《中华人民共和国计量法》。
- (2) 1986 年 5 月国务院国函 [1986] 59 号文批准的《关于水利电力部门电测、热工计量仪表和装置检定、管理的规定》。
- (3) 1987 年 1 月国务院国函 [1987] 15 号文批准的《计量法实施细则》。
- (4) 1987 年 7 月水利电力部实行的《中华人民共和国水利电力部计量管理工作规定》。
- (5) 电力体制改革“厂网分开”后，2005 年 5 月国家电网公司文件国家电网人资 [2005] 294 号《关于明确国家电网公司系统计量管理机构及职责的通知》，明确了国家电网公司系统计量管理机构的设置要求及其职责。2005 年 6 月国家电网营销 [2005] 407 号文印发了《国家电网公司计量工作管理规定》。

3.2 电力计量管理体系

3.2.1 原水利电力部系统计量管理体系

原水利电力部门计量工作按四级进行监督管理，即水利电力部—电网管理局—省（市、自治区）电力局—水利电力基层单位。水利电力部、电网管理局、省（市、自治区）电力局设置计量办公室，统一管理计量工作；水利电力基层单位明确计量主管领导，配备计量专职人员。

原水利电力部门量值传递原则上分四级，即水利电力部门最高电测、热工计量标准—电网管理局电测、热工计量标准—省（市、自治区）电力局电测、热工计量标准—水利电力基层单位电测、热工计量标准。

原水利电力部门各级电测、热工最高计量标准按部颁

《电测计量监督条例》和《热工仪表及控制装置监督条例》配置、管理、考核。非电测、热工的其他最高计量标准器具,按规定向当地人民政府计量部门申请检定。

原水利电力部门各级计量检定人员经水利电力部门计量技术考核合格,取得计量检定员证,严禁无证开展计量检定工作。

原水利电力部电测、热工计量监督工作按水利电力部《电测计量监督条例》和《热工仪表及控制装置监督条例》执行。

3.2.2 国家电网公司计量管理体系

国家电网公司计量管理机构是国家电网公司计量办公室;各区域电网公司和省级电力公司设立计量办公室,负责归口管理辖区内的计量管理工作;各级计量技术机构由各级计量办公室归口管理。

(1) 组织机构。计量工作按三级进行管理,即国家电网公司—区域电网/省公司—地市供电公司。

(2) 业务范围。在业务上属国家电网公司管理的各企、事业单位内部使用的电测、热工计量仪表和装置的建标考核、检定、管理和计量人员考核;以及国家电网公司管理的用于结算收费的电能计量仪表和装置的强制检定仍由国家电网公司计量管理机构和计量技术管理机构执行。计量工作在业务上接受国家计量行政管理部门和电力主管部门的监督。

(3) 量值传递体系:原则上分为三级,国家电网公司最高计量标准—网/省公司计量标准—地市(县)公司计量标准。

3.2.3 其他电网公司、发电公司计量管理体系

其他电网公司、发电公司系统仍维持原水利电力部系统计量管理体系和管理要求,按照有关的法律法规组织开展电力计量工作。

3.3 电力安全生产与技术监督

为提高发供电设备可靠性,保证电网安全、优质、经济运行,电力工业部于1996年7月颁布了《电力工业技术监督工作规定》。

电力工业技术监督工作贯彻“安全第一,预防为主”的方针,实行技术责任制,按照依法监督、分级管理、行业归口的原则,对电力建设和生产全过程实施技术监督。电网是统一的整体,所有并网的发供电设备及重要用电设备都必须接受电网主管公司的技术监督归口管理。电力工业技术监督工作以质量为中心、以标准为依据、以计量为手段,建立了质量、标准、计量三位一体的技术监督体系。

电力工业技术监督涉及电能质量、金属、化学、绝缘、热工、电测、环保、继电保护、节能9个专业领域。电力工业技术监督将对这9方面的设备健康水平与安全、质量、经济运行方面的重要参数、性能与指标进行监督、检查、调整及评价。

电力技术监督的主要内容如下:

(1) 电能质量监督:频率和电压质量。频率质量指标为频率允许偏差;电压质量指标包括允许偏差、允许波动和闪变、三相电压允许不平衡度和正弦波形畸变率。

(2) 金属监督:高温金属部件、承压容器和管道及部件、蒸汽管道、高速旋转部金属母材和焊缝的材质成分、金相、性能、裂纹及其他缺陷。

(3) 化学监督:水、汽、电力用油(气)、燃料品质,热力设备的腐蚀、结垢、积盐。

(4) 绝缘监督:电气设备的绝缘强度、过电压保护及接地系统。

(5) 电测监督:电压、电流、功率、电量、频率、相位

及其测量装置。

(6) 热工监督:压力、温度、流量、重量、转速、振动检测装置,自动调节、控制、保护、联锁系统及其投入率、动作正确率。

(7) 环保监督:污染排放监测与环保设施效率。

(8) 节能监督:发电设备的效率、能耗,输电线路、变电设备损耗。

(9) 继电保护监督:电力系统继电保护和安全自动装置及其投入率、动作正确率。

承担电力技术监督工作的技术机构,其主要职责和工作内容如下:

(1) 彻执行国家、行业、主管公司有关技术监督的方针、政策、法规、标准、规程、制度等。

(2) 掌握本电网主要发供电设备和计量装置的技术状况,建立、健全主要设备的技术档案,发现问题及时提出建议和措施。

(3) 参加本电网重大设备事故的调查,对有关技术问题提出反事故措施及处理意见。

(4) 认真、严肃行使监督职权:对质量不合格产品、设备、材料进入电网有否决权;对企业监督指标考核、评比有决定权;对制止违章操作及超标运行有建议权。

(5) 不断完善和更新测试手段,研究和推广新技术,开展技术业务和信息交流。

(6) 按照有关标准和规定,建立、健全检测机构并取得资质证,依法开展相应工作。

(7) 审核基层单位主要测试设备和计量标准的配置与选型方案,参加重大技术措施与技术改造方案的审查。

(8) 对基层技术监督人员进行培训和考核。

(9) 定期提出各专业的技术监督工作总结和下一阶段的工作计划与要求。

4 我国计量体系与计量技术新成果

4.1 我国计量体系

国家计量体系是一个国家的重要基础设施,是国家科技和经济发展水平的体现。我国计量体系包括以下5个方面:

4.1.1 计量机构体系

我国建立和健全了主要由各级政府计量行政部门为主体的计量行政管理体系;基本形成了以各级政府计量行政管理机构所属和授权建立的法定计量技术机构为主体的计量技术服务体系;逐步建立计量教育、出版、情报和计量学会、协会、公正行、中介组织等计量工作服务体系。

4.1.2 计量单位制度的统一

1959年6月25日,国务院发布《关于统一计量制度的命令》,确定国际公制为国家基本计量制度;到1990年底,中国基本上完成了向以SI为基础的法定计量单位的过渡。

4.1.3 计量基准、标准

据1994年统计,全国在政府计量行政部门已建立了社会公用计量基准20 843项,全国授权建立的社会公用计量标准4327项。截至2000年,全国已建立国家基准,共10类133项190种。

4.1.4 主要的计量法律、法规和技术规范

1985年9月6日颁布了《中华人民共和国计量法》,对贸易结算、安全防护、医疗卫生、环境监测等范围的工作计量器具实行强制管理。国家随之颁布了实行强制管理的计量器具目录。

1959 年及以后,经国务院批准颁发了《关于统一计量制度的命令》等一批计量法规;国务院计量行政部门制定发布了一批计量行政规章和计量技术法规,内容涵盖了计量器具监督管理,计量人员管理,计量机构监督管理,综合管理,计量检定规程,计量技术规范等方面;同时,国务院有关部门和省(市)政府还制定了本部门、本行政区的计量监督管理条例、办法。

4.1.5 国际交流与合作

20 世纪 50 年代初期,主要是学习苏联等国的计量科学技术和计量管理经验;60 年代初期,同匈牙利、英国、瑞士、瑞典、法国、加拿大、民主德国等交往逐渐发展;到 90 年代,我国已与 39 个国家和地区开展计量方面的交往,与德国、法国、英国、美国、日本、俄罗斯、意大利等 17 个国家签署了 41 个合作协议,我国计量工作已经形成多层次、多渠道、多种形式的国际交流与合作的新局面。

1999 年 10 月,我国出席第三次《米制公约》成员国计量院长会议,签署了《国家计量基(标)准互认和国家计量院签发的校准与测量证书互认协议》,标志着中国国家计量体系纳入“全球计量体系”,同时对国家计量基(标)准的建立、人员素质等提出了新标准和新要求。

4.2 计量技术新成果

4.2.1 约瑟夫森量子化电压基准

1962 年,英国剑桥大学的研究生约瑟夫森推导出了结器件两端的电压和电流等式

$$I = I_c \sin[(4\pi e/h) \int U dt]$$

式中: I 为结电流; I_c 为临界电流; U 为结电压。

这个等式预言了当用频率为 f 的微波驱动结器件时,在结的电流电压特性曲线上将出现一系列的量子化恒定电压。这一预言后来被 Shapiro 在 1963 年用实验证实,并被命名为约瑟夫森效应。

约瑟夫森效应是指两块超导体相互靠近但仍互相绝缘时,超导电子对能以一定的几率穿透绝缘间隙,由此产生一系列现象。此种由极薄的绝缘间隙(1nm 左右)隔开的两块超导体称为“约瑟夫森结”(见图 10.3-18)。当约瑟夫森结的两块超导体之间存在电位差 U_J 时,约瑟夫森结中的穿透电流存在交流分量。其频率 f 取决于电位差 U_J ,两者之间满足以下关系式

$$nf = \frac{2e}{h} U_J \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (10.3-8)$$

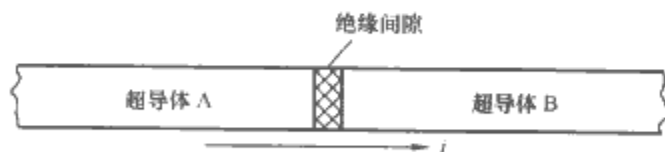


图 10.3-18 约瑟夫森结

式(10.3-8)中的比例系数 $2e/h$ 又称为约瑟夫森常数,用 K_J 表示。由于 K_J 由基本物理常数 h 和 e 组成,因此 K_J 不会随时间、地点或构成约瑟夫森结的材料等因素的影响而发生变化。这样,式(10.3-8)表明,可由频率值来复现电压量。而且,这样复现的电压量不会像实物基准的量值那样随时间发生变化,可以用作准确度更高的电压标准,一般称为约瑟夫森电压标准。由于这种标准的原理是基于超导状态下的宏观量子效应,因此也称为量子电压标准。

4.2.2 量子化霍尔电阻标准

如前所述,国际单位制中的电学基本单位是电流单位安培,因此还需有高度准确的电阻单位与约瑟夫森电压标准相配合,才能根据欧姆定律得到准确的电流单位。传统的电阻单位用一组高稳定度的锰铜丝绕制的电阻器保存和复现,也是一种实物基准,年变化为 $10^{-7} \sim 10^{-8}$ 量级。自从约瑟夫森电压标准实现后,人们就不断探索建立类似的量子电阻标准。1980 年德国科学家冯·克里青教授发现了量子化霍尔效应。这也是一种全新的物理效应,其主要内容可简述如下:半导体表面的二维电子气在液氮温度下十几特斯拉的强磁场中时,电子在磁场中的回转运动能级——兰道能级呈分立状态。当电子正好充满了某一兰道能级时,其霍尔电阻,即霍尔电压与通道电流之比,对磁场的变化曲线上出现平台,如图 10.3-19 所示。平台处的霍尔电阻为

$$R_H = \frac{h}{ie^2} \quad i = 1, 2, 3, \dots \quad (10.3-9)$$

式中: h 为普朗克常数; e 为基本电荷; i 为兰道能级的编号,是一个正整数。式(10.3-9)中的常数 h/e^2 的量纲为欧姆,称为冯·克里青常数,用 R_K 表示。把式(10.3-9)与式(10.3-8)相比,可以看到 R_H 与 K_J 一样,也是由基本物理常数组合而成,不会随时间而变。因而式(10.3-9)中的 R_H 也可用作电阻标准,而且是一种来源于宏观量子效应的量子电阻标准。式(10.3-9)还有一点与式(10.3-8)不同,即公式中不包含频率因子,只有基本物理常数。因此也可以说量子化霍尔电阻标准是一种更为纯粹的量子标准。

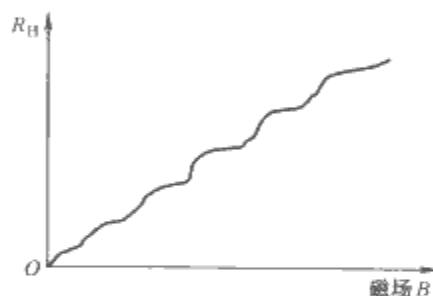


图 10.3-19 R_H - B 曲线上的平台

4.2.3 光电互感器技术

电流和电压的测量在电力系统中扮演着重要角色,因为它为电力系统提供了用于计量、控制和继电保护的必要信息。传统上,大电流和高电压的测量靠电磁感应式的电流互感器和电压互感器来完成,它要求在高电压与大地之间提供有效但却复杂而昂贵的电气绝缘。由于电站和相关电气设备正朝着高电压、大容量的方向发展,使得高电压等级的互感器变得越来越笨重、昂贵。另一方面,由于近年来光纤及光电技术的迅速发展,使得有可能采用新的光电技术来解决传统的电流和电压测量中的实际问题。

(1) 光学电流互感器(OCT)。OCT 的实现形式主要有全光纤式、块状 OCT、集磁环式 OCT 等。全光纤式 OCT 是将传光纤缠绕在通电导体周围,利用光纤的偏振特性,通过测量光纤中偏振光的旋转角来间接测量电流。

块状 OCT 的光学传感部分采用磁光玻璃作为传感材料,通过特殊的光学加工使得偏振光在磁光材料中围绕通电导体旋转一周或多周。

在磁环上开一缺口,将磁光材料置于磁环的缺口中,被测线路置于磁环的中央,通过测量磁环缺口中磁场来间接测量线路中的电流,这种结构被称为集磁环式 OCT。

在互感器整体结构上,除光学传感部分外,还需要有具有温度稳定的光源驱动电路和发光光源、连接光缆、光接受器和信号处理电路等部分。三种形式的 OCT 除了光学传感部分不一样外,其余部分都大同小异。

电光式电流互感器与以上三种 OCT 的结构和传感原理

都截然不同,这种互感器采用电磁传感原理在高压端对电流进行检测并转换为数字信号,经过电光转换电路变换为光脉冲信号后,通过光纤将信号传输到地面。这种互感器只是利用了光纤传输信号,测量原理与传统电磁式电流互感器一样。

(2) 光学电压互感器(OVT)。OVT利用光电子技术和电光调制原理实现电压测量。它利用了光纤的优良物理特性,使一次侧和二次侧只有光的联系而没有电的联系,便于数字化。原理上OVT可分为基于pockels电光效应的电压互感器和逆压电效应的电压互感器两种。

1) 基于pockels电光效应的OVT。某些晶体物质在外加电场的作用下发生双折射,且双折射两光波之间的相位差与电场强度(电压)成正比,这一现象称之为pockels效应。

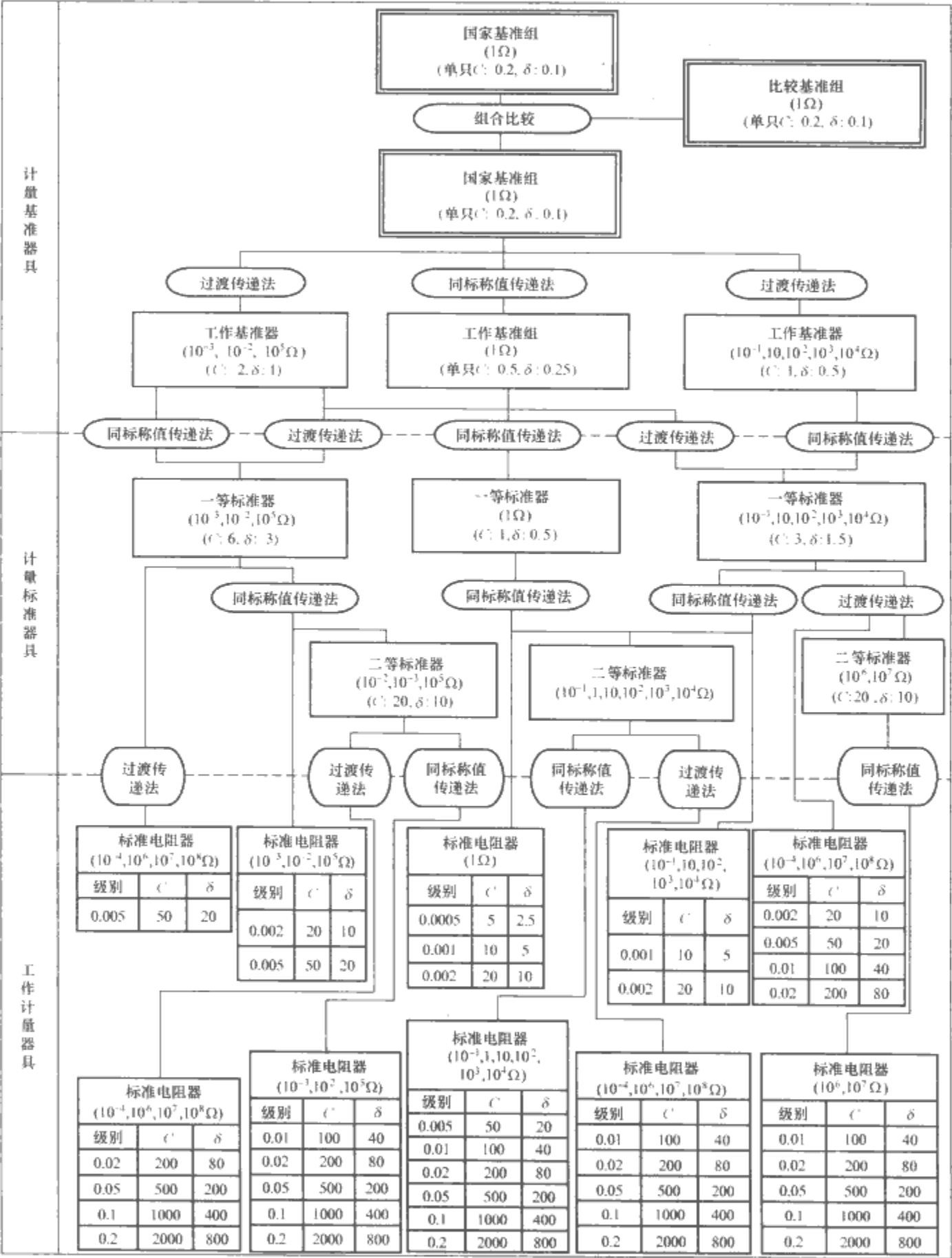
所以,只要测出相位差 $\Delta\varphi$,就可知道被测电压 U 的大小,通常将相位差 $\Delta\varphi$ 转变为传输光强的变化进行测量。这就是基于pockels电光效应的光纤电压传感器的基本原理。

2) 基于逆压电效应的OVT。当压电晶体受到外加电场作用时,晶体除了产生极化现象外,同时形状也产生微小变化,这种现象称为逆压电效应。利用逆压电效应引起晶体形变转化为光信号的调制并检测光信号,就可实现电场(或电压)的光学传感。

光学互感器兴起于20世纪60年代。70年代初,光纤的问世与实用化促进了对它的研究。我国70年代开始研究,在科技工作者的努力下,研究工作不断深化,并取得了一定的成果;然而,在光学互感器实用化的道路上,还面临着许多难题需要解决。

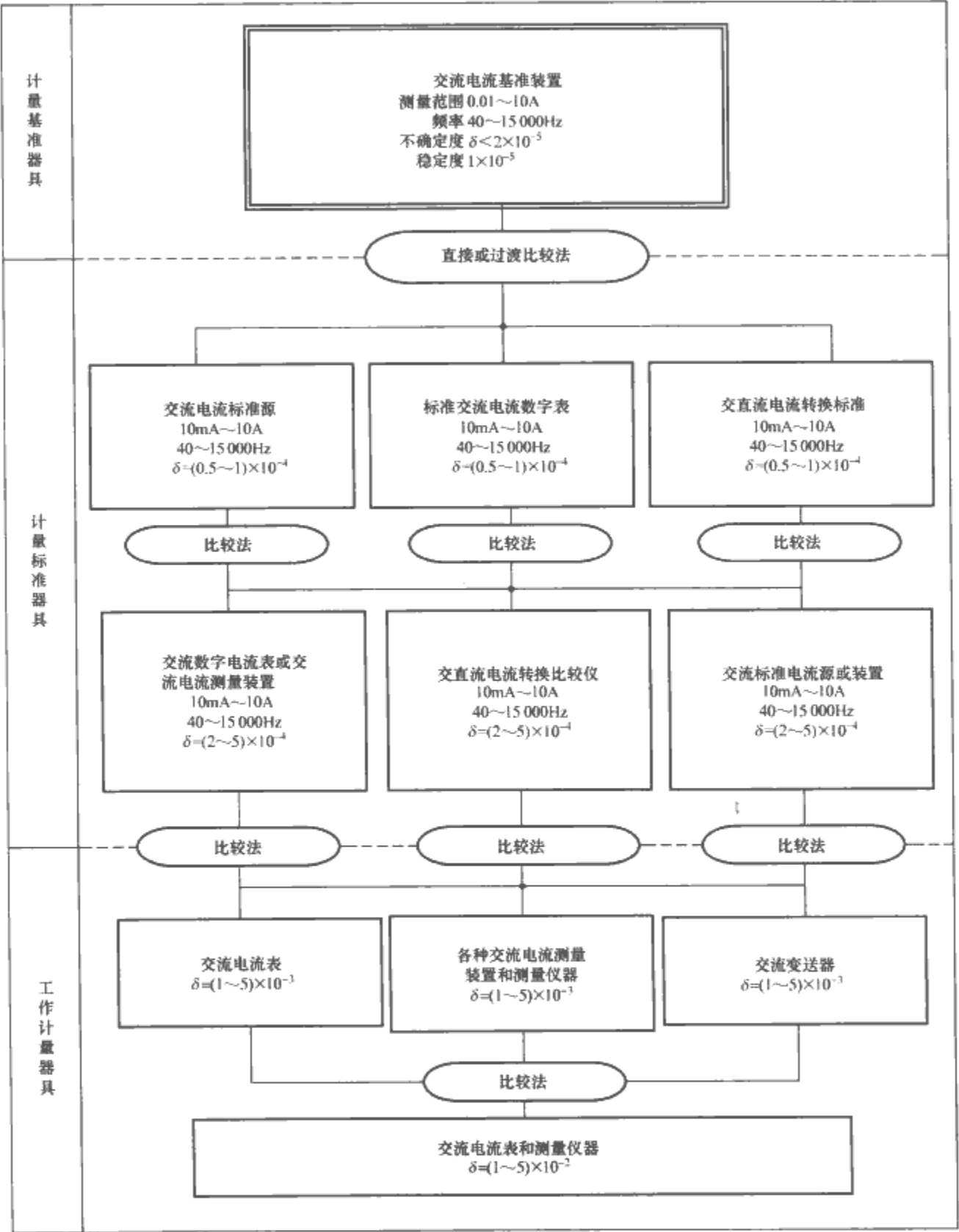
附 录

附录 A 检 定 系 统 框 图

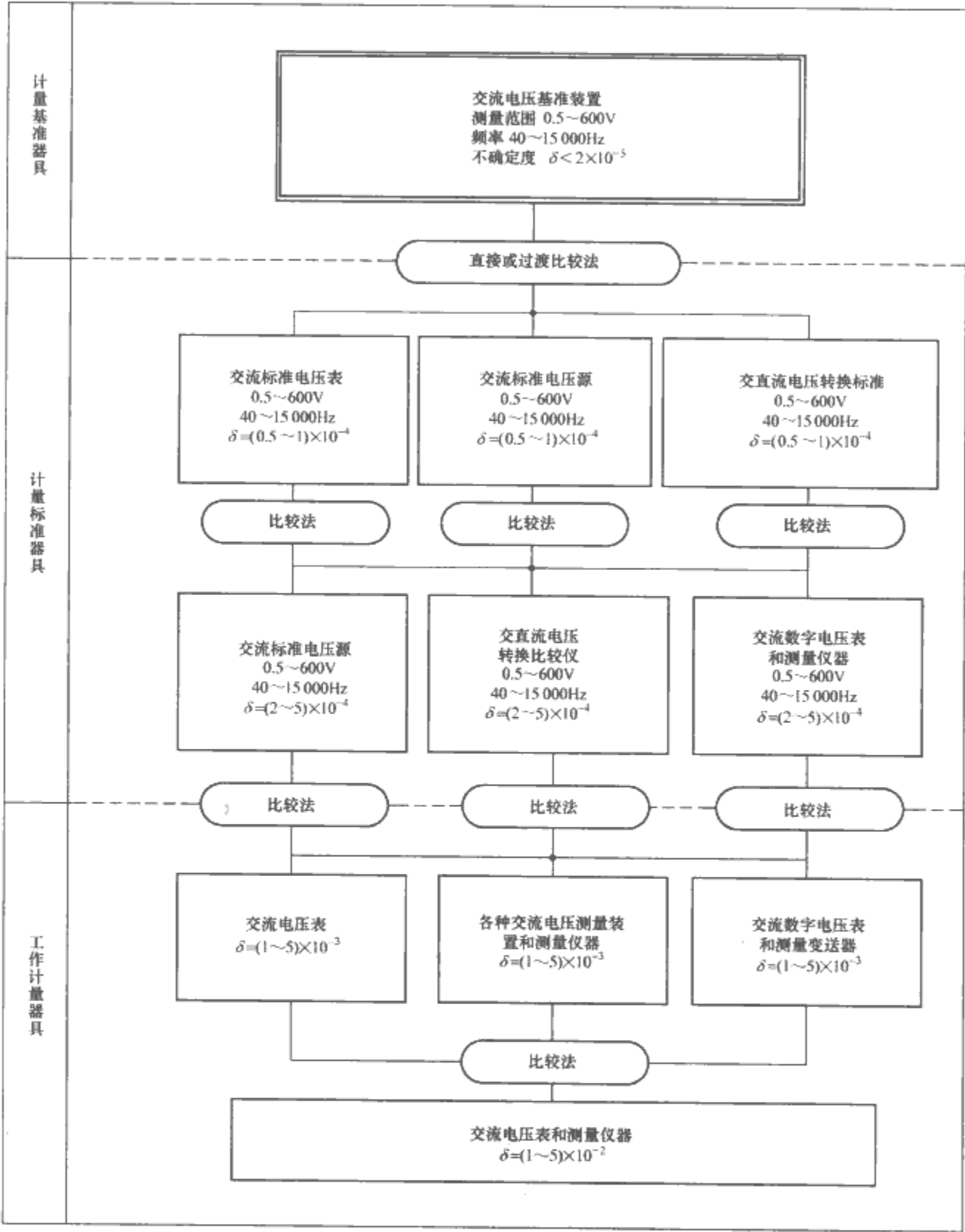


附图 1 直流电阻计量器具检定系统框图

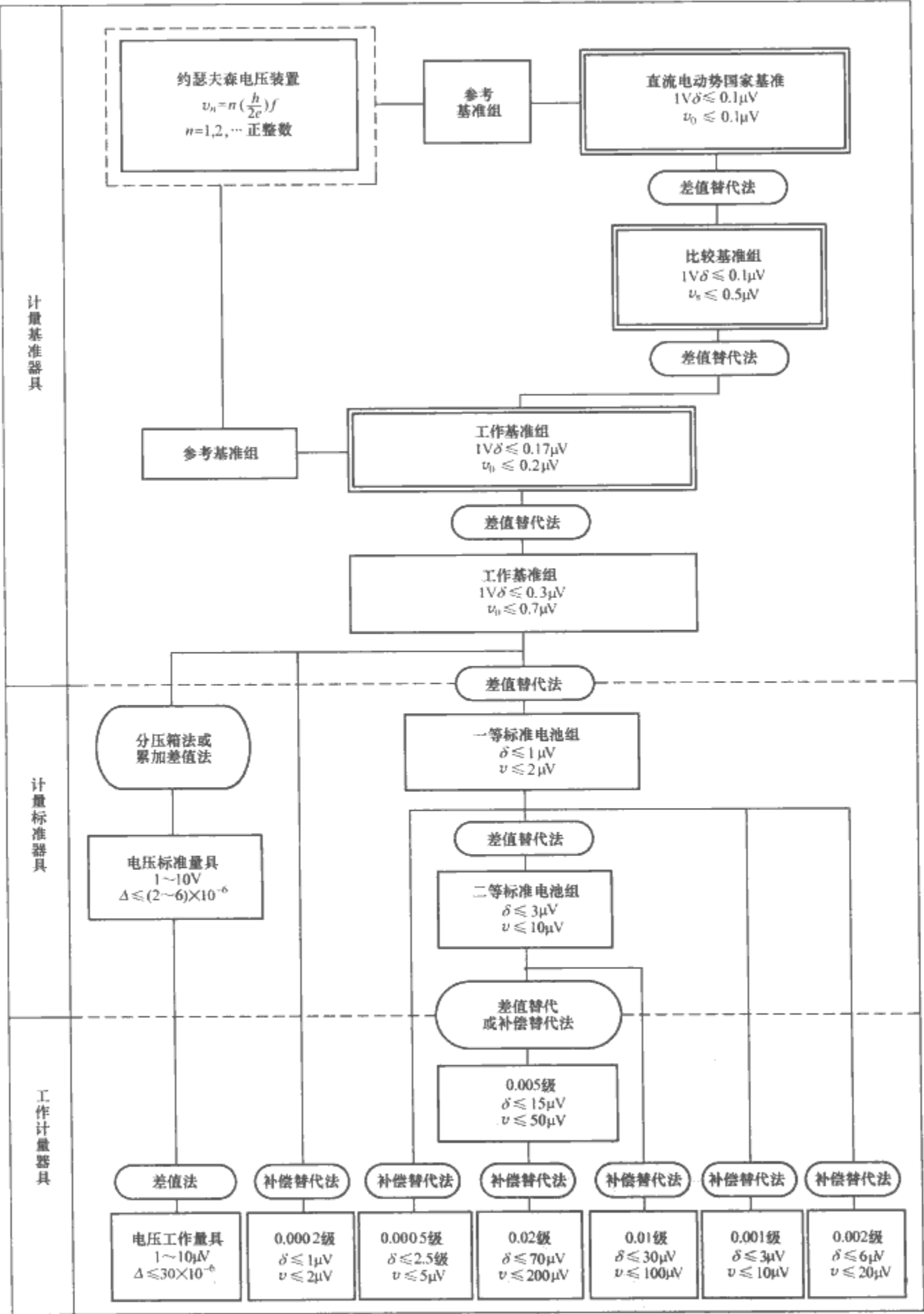
注 C—等级指数(×10⁻⁶);δ—总不确定度(×10⁻⁶)(3σ)。



附图 2 交流电流计量器具检定系统框图
注 δ —不确定度($k=3$)。



附图 3 交流电压计量器具检定系统框图
注 δ —不确定度($k=3$)。



附图 4 直流电动势计量器具检定系统框图
注 δ —不确定度($k=3$); v —年变化; Δ —允许的变差。

附录 B 实施标准化科技创新 提升标准水平 推进电工行业技术进步

中国电器工业协会副会长 方晓燕

电工标准化自“七五”起步，历经“八五”、“九五”、“十五”直至“十一五”，已走过了 20 多年历程，这期间电工标准化发生了巨大变化。尤其是进入 21 世纪，随着我国国民经济建设的快速发展，国家中长期科学和技术发展规划纲要的实施，国民经济和社会发展规划第十一个五年规划纲要的实施，国务院关于加快振兴装备制造业若干意见的实施，以及我国标准化“十一”发展规划的实施，都对我国标准化事业的发展提供了强有力的支撑，同时也为电工标准化的发展带来了生机与活力。

突出体现在以下几方面：建立了既与国际接轨，又满足我国经济建设发展需求的电工标准化组织机构；形成了与科研和重大装备研制同步，发电、输配电和用电领域协调发展的电工标准技术体系；建立了以企业为主体，生产、教学、科研相结合的电工标准化新机制；实现了在国际标准化领域的突破，争得国际话语权；建立了一支高水平、专业化、年轻化的电工标准化队伍等。

一、建立了新体制新机制下的电工标准化组织体系

自 2000 年经国家质量技术监督局和国家机械工业局联合授权，以及 2007 年经中国机械工业联合会授权，中国电器工业协会一直负责管理电工标准化工作，包括电工标准化技术委员会、国家标准计划、国家标准报批以及国际标准化工作等方面的管理工作。

截至 2008 年 9 月，电工行业共组建全国性专业标准化技术委员、分技术委员会及标准工作组 89 个，分别对口国际电工委员会（IEC）和国际标准化组织（ISO）相应的技术委员会（TC 或 SC），以及没有对口国际组织但确是我国建设发展需要的技术委员会。这些标准化技术委员会覆盖了电工发电、输配电、用电、元器件与基础材料、共性技术等几大领域。

发电领域包括：电站锅炉、水轮机、汽轮机、燃气轮机、发电机、燃料电池等标委会；输配电领域包括：高压开关、变压器、互感器、绝缘子避雷器、电力电容器、高压直流输电设备、继电控制与保护装置、低压控制与成套设备等标委会；用电领域包括：旋转电机、防爆电机、防爆电器、电器附件和插头插座、家用自动控制器、变频调速装置等标委会；元器件与基础材料领域包括：绝缘结构与绝缘系统、绝缘材料、电工合金、热缩材料等标委会；共性技术领域包括：电气安全、电工电子环境设计、着火危险试验、电工电子环境试验、高原电工电子产品环境技术等标委会。其中，高压直流输电设备、高原电工电子环境技术、热缩材料等标委会是根据我国经济建设发展和我国国情需要建立的。

电工标准化技术委员会的建立，基本覆盖了电工行业各个领域，充分发挥了标准对行业技术进步的重要支撑作用。这些标委会秘书处主要设立在电工行业科研院所，近几年随着国家标准化管理委员会提出的以企业为主体的标准化战略，相继涌现出江苏大全集团、广东志成冠军集团、深圳长园新材料集团公司等行业优势企业承担标准化技术委员会、分技术委员会和工作组的新机制。

2004 年，电器协会成立了经国资委批准、民政部注册登记的会员制二级机构——中国电器工业协会标准化工作委员会，该工作委员会由电工行业龙头企业、科研院所、电工各专业标准化技术委员会和行业资深专家组成，形成了生产、教学、科研相结合的标准化新体制。自愿性、会员制的标准化组织形式，突破了标准化行政管理的范畴，将行业和企业凝聚在一起共商电工标准化的发展，使电工标准化成为推动行业技术进步的龙头和牛鼻子。

二、形成了与科研和重大装备同步、发输配用协调发展的电工标准化技术体系

截至 2008 年 9 月，电工行业归口管理的现行国家标准共 1485 项，占全国现行国家标准总数的 6.2%。其中，强制性标准 310 项，占总数 20.9%，推荐性标准 1159 项，占总数 78%，指导性标准 16 项，占总数的 1.1%。电工行业正在组织制定的国家标准 400 余项。到 2008 年底，电工行业国家标准总数将达到约 2000 项。在 1485 项电工国家标准中，采用国际标准和国外先进标准的共 1035 项，占电工现行国家标准总数的 70%。基本形成了与国际接轨，达到国际标准水平的标准体系。

自“十一五”之初，电工行业配合振兴装备制造业中“大型清洁高效发电设备”和“特高压交直流输变电设备”等国家重大专项的实施，同步组织开展了重大装备标准的研究和制定。目前，通过国家“十一五”科技支撑计划、国家质检公益性行业科研专项、国家装备制造业标准化规划、国家资源节约规划，以及国家标准制修订计划立项，已开展的和将要开展的重大装备国家标准的研究制定的有：

（1）发电设备：超（超）临界机组参数、超（超）临界汽轮机、大型空冷汽轮机、核电汽轮机、核电汽轮发电机、1000MW 大容量高水头水电机组、燃气—蒸汽联合循环、中低热值燃气轮机、大型循环流化床锅炉、余热余压利用、垃圾焚烧等；

（2）输变电设备：±500kV 直流输电成套设备、±800kV 直流输电成套设备、1000kV 交流输电设备、1000kV 交流和 ±800kV 直流输电控制与保护装置、电网谐波治理装置等；

（3）新能源和可再生能源：地热发电、燃料电池、风力发电机组、小水电机组、波浪能和潮汐能发电设备等；

（4）高效节能用电设备：电动机、变压器（电力、配电）、工业锅炉、电焊机等能效标准，低压电器、电器附件、中小电机等环境生态设计标准，废旧回收综合利用等实施循环经济的标准研制。

应当说，这些标准的研究和制定，是电工行业围绕国家能源结构调整、突出重大装备引进消化吸收再创新和自主研发技术而开展的创新型电工标准的制定，是我国经济建设高速发展迫切需要的标准。标准的研制充分体现以企业为主体，产学研相结合，探索科研、标准、产业同步发展的新机制，因此建立起体现我国重大装备技术水平和技术实力的创新型标准体系。

三、建立企业为主体、产学研相结合的电工标准化新机制

根据国家标准化发展战略,建立以企业为主体,各部门、各地方以及科研院所和高校多方参与、多方投入,真正使我国的龙头企业成为标准化工作主体的创新机制,电工行业经过几年的工作探索和创新,发挥了企业的标准化中的主体作用。

(1) 以优势企业为主体承担标准化技术委员会(含分标委和工作组)秘书处工作。在 89 个标准化技术委员会中,以优势企业承担标委会秘书处和工作组的有 16 个,如西安电力制造集团、哈尔滨电机股份公司、江苏上上电缆集团、江苏大全集团等,充分发挥企业的优势和积极性。

(2) 以企业为主体承担国家标准、行业标准的制定。如超(超)临界标准、大型空冷汽轮机、核电汽轮机等我国自主技术的国家标准制定,都是由发电设备龙头企业哈尔滨汽轮机、上海汽轮机、东方汽轮机等企业为主制定。

(3) 建立了以企业为标准制定经费投入的主体。标准在制定中得到行业龙头企业的资金投入和人力物力的投入,充分体现了协会为平台、企业为主体、产学研紧密结合的标准研究制定新机制。

四、积极采用国际标准,推进国际标准化取得实质性突破

积极采用国际标准和国外先进标准,电工国家标准采标率大幅提高。采用国际标准和国外先进标准是我国标准化战略重要方面,截至 2008 年 9 月,电工国家标准 1485 项中,采用国际标准和国外先进标准的共 1035 项,采标率为 70%。按照国家标准委新确定的相关联采标计算方法,电工行业相关联平均采标率已达 90% 以上。采用国际标准促进我国标准达到国际标准,提升了我国标准整体水平。

实质性推进国际标准化突破显著。自 2003 年电工承担 IEC/TC7(架空导体)秘书处实现零的突破后,“十一五”加强了前期工作,又相继承担了 IEC/TC28(高压绝缘配合)、IEC/SC32C(小型熔断器)两个秘书处;出任了 IEC/TC95(量度继电器和保护装置)和 IEC/SC22F(输配电系统电力电子技术)两个国际主席;出任了 IEC/ACOS(安全顾问委员会)和 SMB/SG(能效战略顾问组)两名 IEC 高层机构专家;目前正在积极争取 IEC/TC5(汽轮机)的国际主席,以及 IEC/SC2(发电机)国际秘书处。

应该说,我国在输变电设备领域占了较大优势:IEC/TC7(架空导体)、IEC/TC28(高压绝缘配合)、IEC/SC22F(输配电系统电力电子技术)和 IEC/TC95(量度继电器和保护装置);在用电和共性技术领域也有突破:IEC/SC32C(小型熔断器)、IEC/ACOS(安全顾问委员会)和 SMB/SG(能效战略顾问组);在发电设备领域正在推进国际标准化突破:IEC/TC5(汽轮机)已初露头角,IEC/SC2(发电机)秘书处设置国际上正在讨论,IEC/TC4(水轮机)国际秘书处已向我国伸出橄榄枝。国际标准领域的突破,对我国争得国际话语权、主导国际标准的制定有着非常重要

意义。

电工自主提出国际标准提案和重点参与国际标准制定方面效果显著。在工业电热设备、继电保护领域我国担任项目召集人和承担制定的国际标准已 6 项,已批准为国际标准的 4 项;水轮机、电气安全等领域已承担和重点参与制定国际标准 2 项;将要推进的高压直流避雷器、继电保护装置国际标准 2 项;还有正在争取承担制定的高压熔断器、水轮发电机等项目。尤为突出的,由于我国专家对工业电热设备领域国际标准制定的突出作用,于 2005 年和 2008 年电工行业 3 位专家分别获得 IEC1906 技术贡献大奖。

五、建立了专业化的电工标准化人才队伍,标准创新成果丰硕

目前,电工行业 89 个标准化技术委员会(含分会)共有委员约 3000 名;各标委会均设有国际标准化专家组,目前共有专家 300 余名,其中来自企业的专家约占 45%;电工在 IEC 注册的专家 30 多名,作为参与国际标准制定的召集人或专家;已参加国标委组织的英语培训近 10 人,已参加国际标准化知识培训和标准复核人培训近 60 人次。通过各种标准化培训与人才培养,基本建成了一支专业化、年轻化、外语好的电工标准化复合型人才队伍。

同时,随着与重大装备研制同步开展标准研究的推进,建立起一支科研、检测、标准化一体化的专家队伍。例如:通过±500kV 直流设备标准的研究,支撑了国家高压直流输电工程的建设,提升了输变电制造业的产业竞争力,同时建立了一支专业技术与标准化一体化的人才队伍。目前正在开展的超(超)临界、大型空冷等国家标准的研究制定,都是由专业人员与标准化人员一体化开展的。

近年来,随着自主创新标准的研究制定,已获得了多项国家标准科研、创新大奖。由北京电工研究所承担,组织输变电行业科研院所、企业和标委会等十几个单位于 2004 年共同开展的《高压直流输电系统及设备关键技术标准研究》项目,历时 3 年于 2007 年完成,获得 2007 年度中国机械工业科学技术一等奖;由西安电炉所承担,联合东北大学和企业共同制定的《工业电热设备—电渣重熔炉》IEC 标准、由哈尔滨大电机所制定的《三相同步电机试验方法》国家标准,获得 2007 年中国标准创新贡献二等奖;由北京电工所承担,组织电行业科研院所、企业和标委会等单位于 2002 年开展的《高原环境电工产品适应性关键技术研究》于 2006 年获得机械工业科学技术二等奖、2008 年度中国标准创新贡献一等奖。这些获奖充分反映出电工标准水平达到了当今国内外先进水平,集聚了我国自主研发技术,代表了产业技术的发展方向。

综上所述,电工标准化事业已取得创新性发展。今后随着“十一五”乃至“十二五”国家大力推进重大技术装备的研制、加强循环经济节能减排,以及更加重视产品质量和安全,标准化工作在国民经济建设中将起到越来越重要的基础作用及行业技术发展的引领作用。

附录 C 电气工程相关国家标准及行业标准目录

电气工程相关国家标准及行业标准目录见光盘。

参 考 文 献

- [1] 辛德培. 电力标准化工作指南. 北京: 中国电力出版社, 2001.
- [2] 全国质量管理和质量保证标准化技术委员会秘书处、中国质量体系认证机构国家认可委员会秘书处. 2000版质量管理体系国家标准理解与实施. 北京: 中国标准出版社, 2001.
- [3] 国家技术监督局标准化司、全国环境管理标准化技术委员会. GB/T 24000-ISO 14000 环境管理系列国家标准宣贯教材(一). 北京: 中国标准出版社, 1997.
- [4] 中国计量科学研究院. 计量科学研究 50 年. 1 版. 北京: 中国计量出版社, 2005.
- [5] 施昌彦. 现代计量学概论. 1 版. 北京: 中国计量出版社, 2003.
- [6] 国家质量技术监督局认证与实验室评审管理司. 计量认证/审查认可(验收)评审准则宣贯指南. 1 版. 北京: 中国计量出版社, 2001.
- [7] 中国计量出版社. 中华人民共和国国家计量检定系统框图汇编. 1 版. 北京: 中国计量出版社, 2002.
- [8] 《中国计量十年》编辑委员会. 中国计量十年. 1 版. 北京: 北京科学技术出版社, 1995.
- [9] 张钟华. 量子电基准的发展近况. 现代计量测试, 1993(2): 10-12.
- [10] 时德钢等. 高电压等级电压互感器综述. 变压器, 2003, 40(6): 11-14.
- [11] 李岩松. 高精度自适应光学电流互感器及其稳定性研究. 博士学位论文. 北京: 华北电力大学电气工程学院, 2004.